Sped. in abb. postale - Gruppo II

1954

RADIOTECNICA

teorica e pratica

L. 200

40

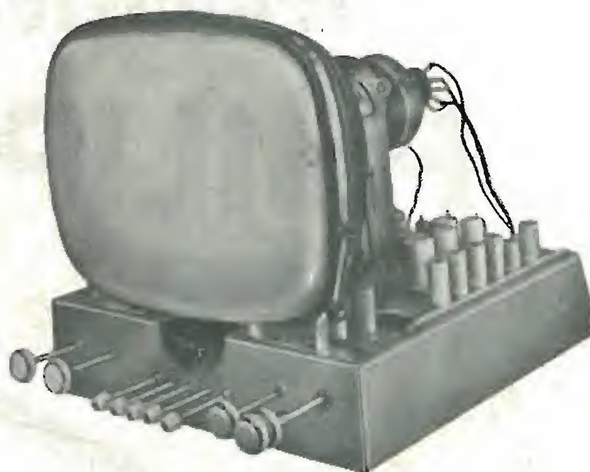
MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

...una nuova fabbrica per un nuovo prodotto!

Tubo a raggi catodici 17 pollici
21 valvole tipo americano
Gruppo alta frequenza «CASCODE» rotativo 5 canali
Trasformatore di alimentazione con prese universali

Vengono forniti premontati e tarati

GRUPPO ALTA FREQUENZA
GRUPPO AMPLIFICATORE VIDEO
GRUPPO AMPLIFICATORE AUDIO
GRUPPO SEPARATORE SINCRO-OSCILLATORE
GRUPPO OSCILLATORE AMPLIFICATORE VERTIC.
GRUPPO AMPLIFICATORE ORIZZONTALE EAT



SCATOLA DI MONTAGGIO TELEVISORE *Astral*



- La scatola di montaggio « **ASTRAL** » risolve pienamente ogni vostra esigenza tecnica.
- Il montaggio è notevolmente semplificato dall'impiego di sei gruppi premontati e tarati.
- **La scatola è corredata di una serie di disegni e tabelle ridotte alla forma più semplice che rendono agevole e interessante il montaggio.**
- Su richiesta la scatola di montaggio **ASTRAL** viene fornita completa di un elegantissimo mobile.

Astral
PRODUZIONE **REM**
BOLOGNA

DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA: **SARRE** BOLOGNA - VIA MARESCALCHI, 7 - TELEFONO 26.613

Rappresentanti:

Torino e Provincia - Ditta VALLE - Via S. Donato, 2 - Torino
Asti e Provincia - Ditta Ugaglia Luigi - Via XX Settembre, 26 - Asti
Lombardia - Ditta R.C. - Via F. Cavallotti, 15 - Milano
Toscana - Ditta Emporio della Radio - Via Proconsolo, 8/10 - Firenze (escluso Livorno - Carrara)
Lazio e Umbria - Ditta Radio Argentina - Via Torre Argentina, 47 - Roma

radiotecnica
televisione

EDITORE
M. De Pirro
DIRETTORI
G. Termini e P. Soati
SEDE
Via privata Bitonto, 5
Milano
LABORATORIO
Via Marconi, 34 A
Sesto Calende (Varese)
PUBBLICITA'
telef. 684.129
Milano
CONTO CORRENTE POSTALE
3/11092 - « radiotecnica »
« **radiotecnica-televisione** »
esce mensilmente a Milano.
Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere prenotato alla nostra Amministrazione inviando L. 170.
ABBONAMENTI
3 fascicoli L. 540 + 20 I.g.e.
6 fascicoli L. 950 + 20 I.g.e.
12 fascicoli L. 1900 + 40 I.g.e.
ESTERO
12 fascicoli L. 3000 + 60 I.g.e.
Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

★

OFFERTE SPECIALI

Dal n. 3 al n. 40 (tutti gli arretrati, più abbonamento a tutto Marzo 1954)	**L. 5.000**
Dal n. 17 al n. 40 (cioè dall'inizio del corso di Televisione al 31 Marzo 1954)	**» 3.000**
Abbonamento annuale più 6 arretrati a scelta	**» 2.500**
Abbonamento semestrale più 6 arretrati a scelta	**» 1.600**
Un fascicolo arretrato	**» 220**
Sei fascicoli arretrati	**» 970**
Tre fascicoli arretrati	**» 550**

Per i versamenti si prega servirsi del CONTO CORRENTE POSTALE 3/11092 intestato a RADIOTECNICA.

ABBONATEVI a
"radiotecnica-televisione"
*la rivista **più venduta** in Italia.*
Prospetti qui sopra. Agevolazioni ad istituti, circoli e scuole professionali.

Direttore Responsabile
G. TERMINI
★
Autorizz. Trib. di Milano N. 2072
★
Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

SOMMARIO

N. 40 - 1954

SERVIZIO LIBRERIA

Si possono fornire ai lettori le seguenti opere al prezzo indicato.

Denti R. - Dizionario Tecnico Italiano-Inglese con tabelle	L.	3.000
Leonardi R. - Dizionario illustrato delle SCIENZE PURE E APPLICATE		
1° Volume, rilegato in Linson, A - K	L.	5.500
2° Volume, rilegato in Linson, I - Z	L.	6.500
Castellani - Trattato di Televisione Moderna, teoria e pratica con dati costruttivi, 730 figure, 20 tavole costrutt.	L.	12.000
Rossotti N. N. - Formulario di Matematica elementare (algebra etc.)	L.	300
Bonfigli - Tavole logartimiche per uso tecnico	L.	400
Castelfranchi - Fisica sperimentale: Volume 1°: Meccanica, acustica	L.	2.800
Volume 2°: Ottica, elettrologia	L.	2.800
Garnier R. - Il calcolo sublime reso accessibile ale persone di media cultura. - Volume 1°: Il calcolo differenziale	L.	1.000
Volume 2°: Il calcolo logaritmico	L.	1.000
Stella M. - Elementi di trigonometria ed appl. tecniche	L.	300
— Elementi di calcolo logaritmico	L.	150
— Il regolo calcolatore ed il suo impiego	L.	250
De Amenti - Le installazioni elettriche	L.	1.800
Foddis G. - Corso pratico di telefonia	L.	5.000
Franceschelli - Riscaldamento elettrico domestico e industriale	L.	1.000
Mannino Patanè - La diffusione sonora	L.	1.500
— Guida pratica dell'operatore cinematografico	L.	1.200
Montefinale - Il radar ed il suo impiego	L.	2.000
Mannino Patanè - La tecnica elettronica ed il suo impiego	L.	3.200
Montù - Radiotecnica: Volume 2°: Tubi elettronici	L.	2.200
Volume 3°: Pratica ricezione e trasmissione	L.	3.500
Peri G. - Illuminazione moderna	L.	1.800
Ravalico - L'audiolibro, ossia la tecnica del suono	L.	2.500
— Il radiolibro	L.	2.500
— Il videolibro	L.	2.500

Un magnifico televisore da 17 pollici in ogni casa,

seguendo la descrizione ed i piani elettrici e di montaggio riportati nel fascicolo N. 41, che sarà messo in vendita in Italia e all'estero il 18 giugno p. v.

CORSO di TELEVISIONE

LEZIONE XXIV

G. Termini

Svolgimento del corso.

Nel fascicolo n. 39 (pag. 1253), si è iniziato l'esame delle apparecchiature adoperate per il collaudo e per la messa a punto dei televisori moderni. Si è detto in particolare dei misuratori di correnti e di tensioni continue ed alternate, dei generatori di segnali modulati in frequenza, nonchè, infine, dei generatori di tensione rettangolare. Rimangono ora da studiare: il calibratore a quarzo (marker), il generatore di barre, l'oscillografo a raggi catodici, il voltmetro elettronico, e le sonde (probes), con e senza rivelatore, per R.F. e per l'E.A.T.

Tali apparecchiature sono ora considerate nell'ordine e precedono la parte conclusiva del corso rappresentata dallo studio dei procedimenti con cui si effettua la messa a punto delle diverse parti costituenti i televisori.

Calibratore a quarzo (marker).

Per quanto la considerevole larghezza della banda passante attraverso gli stadi a frequenza portante ed a frequenza intermedia, possa far credere inutile, a prima vista, una notevole precisione per i valori delle frequenze di allineamento, occorre osservare che tale precisione è invece indispensabile per ottenere la prevista conformazione della curva di risposta. Per conoscere la frequenza della tensione ricavata dai generatori di segnali, si ricorre al «marker», cioè ad un generatore di riferimento, controllato dal quarzo. La frequenza di funzionamento del «marker», è solitamente compresa nel campo delle frequenze dei canali ed in quello delle frequenze intermedie. Il controllo avviene per rivelazione del battimento con le armoniche del quarzo.

A volte il «marker» è realizzato unitamente al generatore di segnali modulati in frequenza, oppure al generatore di barre. Quest'ultima soluzione, può essere vista, per esempio, nel modello TV EP 812 (fig. 115) costruito dalla «UNA» di Milano. La frequenza del *marker*, che è variabile con continuità, è controllata con due generatori a quarzo (rispettivamente per 2,5 Mc/s e per 0,25 Mc/s) seguiti dal rivelatore del battimento e da un amplificatore, connesso all'altoparlante.

Questi generatori possono servire anche per misurare una frequenza esterna, per esempio quella del generatore locale. Il battimento zero, rilevato con l'altoparlante, precisa infatti che la frequenza in esame è uguale a quella del *marker* letta direttamente sul quadrante.

E' anche interessante osservare che si è previsto un terzo generatore a quarzo funzionante sul valore della *frequenza intercarrier*, ossia su 5,5 Mc/s. Tale tensione può essere adoperata come segnale di riferimento per avere il canale modulato in frequenza con cui allineare gli stadi a frequenza intermedia del ricevitore audio. Oltre a ciò la tensione di 5,5 Mc/s può servire per ottenere la portante video modulando il segnale del marker di frequenza uguale alla portante audio. La presenza simultanea di tali tensioni agevola infatti l'allineamento dei trasformatori per le frequenze intermedie in quanto permette di stabilire l'esatta posizione di tali frequenze nella curva complessiva di risposta.

Un'altra possibilità, non meno interessante, riguarda invece il ricevitore per il suono, più precisamente il trasformatore del discriminatore. Il generatore a quarzo, funzionante su 0,25 Mc/s, permette di avere due segnali distanti in più ed in meno con tale importo dalla frequenza di 5,5 Mc/s, per cui può essere controllata l'estensione e la linearità della caratteristica del discriminatore. Oltre a ciò i segnali del *marker* possono essere anche *non modulati* quando si adopera il voltmetro elettronico per controllare l'accordo dei filtri di banda; possono essere invece *modulati in ampiezza* quando si sostituisce al voltmetro l'oscillografo ed, infine possono essere modulati in ampiezza con la frequenza di 0,25 Mc/s per avere le *barre verticali* ed anche modulati in ampiezza con 400 - 1000 - 2500 c/s per ottenere le *barre orizzontali*. Disponendo di tali barre è possibile esaminare la linearità dei due movimenti di deflessione del raggio catodico. Infatti, quando tale linearità sussiste le barre viste sullo schermo del cinescopio risultano fra loro equidistanti.

Un'ultima particolarità, anch'essa degna di menzione, riguarda lo stadio modulatore a larga banda al quale può essere fatta pervenire, per esempio, la tensione a frequenza video prelevata dall'amplificatore di un altro televisore. Ciò è fatto per modulare il generatore interno destinato a fornire, successivamente, le frequenze portanti corrispondenti ai diversi canali previsti nel televisore in esame.

Le caratteristiche principali di tale apparecchiatura (TV EP 812), che rappresenta una realizzazione tipica nel campo del collaudo dei televisori moderni, risultano come segue:

alimentazione: *in c.a.,* 110÷280 *V*, 42÷50 c/s;

generatore a frequenza variabile: da 17 Mc/s a 130 Mc/s in 4 gamme, da 34 Mc/s a 260 Mc/s con la seconda armonica, da 165 Mc/s a 240 Mc/s in 2 gamme e da 330 Mc/s a 480 Mc/s con la seconda armonica;

attenuatore di uscita: variabile con continuità dal 100% all'1%;

generatori a quarzo: 2,5 Mc/s, ± 0,01 %, 0,25 Mc/s ± 0,03 per cento, 5,5 Mc/s ± 0,03 %.

Generatori di barre.

E' dato tale nome, come già si è accennato, ad un'apparecchiatura destinata ad esaminare la linearità dei due movimenti di deflessione. In pratica le due serie di barre, quella verticale e quella orizzontale, possono essere ottenute tanto separatamente quanto simultaneamente. In quest'ultimo caso si ha ovviamente un reticolo sullo schermo del cinescopio.

I generatori di barre sono realizzati in diverso modo a seconda se la tensione interrotta dalla frequenza di soppressione, determinante appunto le barre, è applicata all'ingresso del televisore, oppure all'ingresso dell'amplificatore della tensione a video frequenza. Nel primo caso il segnale è modulato simultaneamente dalla frequenza di soppressione e da un impulso a 15.625 c/s, corrispondente cioè alla frequenza di riga. Ciò significa che la regolazione della linearità orizzontale dev'essere necessariamente preceduta da quella del sincronismo.

Nel secondo caso gli impulsi di sincronismo che si hanno nel ricevitore in esame, sono adoperati per annullare la tensione negativa di polarizzazione di una coppia di generatori autoeccitati destinati a fornire all'amplificatore video la tensione corrispondente alle barre. La prima soluzione, evidentemente più utile, può essere vista in diverse apparecchiature, per esempio, nel modello 102 della serie TV costruito dalla Mega Radio di Torino e che prevede anche l'esame del sincronismo di riga e di quadro, evidentemente destinato a precedere quello della linearità verticale ed orizzontale.

Oscillografo a raggi catodici.

Il lavoro di collaudo e di messa a punto delle diverse parti costituenti un televisore è enormemente agevolato dall'oscillografo a raggi catodici che assolve, si noti bene, due diverse funzioni, vale a dire quella del voltmetro ad altissima impedenza d'ingresso e quella del rilevatore della forma d'onda. Si ricorre pertanto all'oscillografo sia per misurare l'amplificazione di uno o più stadi, sia anche per esaminare la conformazione delle curve di risposta dei filtri di banda, sia anche, infine, per conoscere il particolare andamento di una tensione (per esempio a dente di sega) e così via. Particolare menzione merita il procedimento visivo di allineamento dei filtri di banda che, se è fatto in serie, è riferito molto semplice-

mente alla conformazione della curva ricavata dal campione e che è riportata sulla superficie esterna del tubo.

Occorre ora avvertire che, per quanto il progetto e la costruzione degli oscillografi siano oggi conosciuti molto bene, il lavoro sui televisori ha delle esigenze particolarmente gravose, che richiede una realizzazione alquanto diversa di quella usualmente prevista in altri campi. Ciò significa che non tutti gli oscillografi possono considerarsi realmente utili, bensì soltanto quelli appositamente creati a tale scopo. Di tali esigenze ci si rende conto immediatamente tenendo presente che:

a) la tensione-segnale adoperata per l'allineamento dei filtri di banda non può avere un valore elevato per evitare il sovraccarico degli stadi stessi e quindi la deformazione della curva rilevata; in conseguenza l'amplificazione degli stadi interposti fra i morsetti, d'ingresso e le placche di deflessione, dev'essere particolarmente elevata;

b) gli amplificatori di deviazione devono coprire una gamma di frequenze sufficientemente elevata per escludere le distorsioni di fase durante il rilievo degli impulsi di sincronismo di quadro e di riga; per tale fatto occorre avere una curva di risposta lineare da 50 c/s a 300 Kc/s, il che significa che sono da preferire gli stadi ad accoppiamento diretto non provvisti di bobine di correzione.

Per quanto riguarda invece la costituzione di tali oscillografi, si precisa che in essi si comprendono sempre cinque parti, vale a dire:

a) gli amplificatori per la deflessione verticale e,
b) quelli per la deflessione orizzontale;
c) il generatore della tensione dell'asse dei tempi;
d) l'alimentatore per B.T., e
e) l'alimentatore per l'A.T.

L'amplificatore per la tensione verticale riceve all'ingresso la tensione che si vuole esaminare ed è provvisto di un regolatore manuale di sensibilità allo scopo di poter realizzare l'altezza più conveniente dell'immagine. Tale regolatore è anche presente nell'amplificatore per la deflessione orizzontale che riceve all'ingresso una tensione a dente di sega, (tensione dell'asse dei tempi). In conseguenza il movimento di deflessione verticale, pertanto provocato dalla tensione in esame, avviene in funzione del tempo. Il periodo della tensione per l'asse dei tempi è normalmente fissato in due modi, ossia per tramite della frequenza della rete a c.a. (*sincronizzazione interna*) e per tramite di una tensione esterna qualsiasi (*sincronizzazione esterna*). Particolarmente interessante a tale proposito l'oscillografo G-46 della « UNA » di Milano, in cui si comprendono due frequenze di sincronizzazione corrispondenti alle frequenze di riga e di quadro.



Generatore EP 812
Fig. 115

Le due catene di amplificatori, vale a dire quella per la tensione in esame e quella per la tensione di sincronizzazione devono coprire, come si è detto, una gamma molto estesa di frequenze e devono anche essere in grado, si aggiunge ora, di fornire alle placche di deflessione una tensione molto più elevata di quella richiesta per esplorare l'intera superficie dello schermo. Infatti, quando ciò avviene si ha la possibilità di aumentare le dimensioni delle diverse parti della curva, per procedere ad un esame dei particolari, evidentemente più accurato. Da qui la necessità di avere una coppia di tubi in controfase sia per la deflessione verticale che per quella orizzontale in quanto non è possibile ottenere con un solo stadio due tensioni di fase opposta sufficientemente elevate.

Si è precisato che il problema della considerevole estensione della gamma di frequenze degli amplificatori, dev'essere risolto senza apportare delle distorsioni di fase e che ciò è ottenuto, molto facilmente con l'accoppiamento diretto fra due stadi. In realtà ciò rappresenta una soluzione particolare adottata nell'oscillografo G-46 della « UNA », già citato. In altri casi, e tale precisazione serve anche per modificare un oscillografo eventualmente preesistente, si provvede con reti di compensazione simili a quelle adoperate negli amplificatori della tensione a frequenza video. Pertanto, per migliorare la linearità nella zona delle frequenze più elevate si connette una impedenza in serie al resistore di carico. Per ottenere lo stesso risultato sulle frequenze più basse si esclude il sistema catodico di autopolarizzazione, che richiederebbe una capacità



Oscilloscopio G 46
Fig. 116

in parallelo molto elevata e si aumenta la costante di tempo del gruppo rappresentato dal condensatore di accoppiamento e dal resistore di dispersione, connesso fra la griglia ed il catodo del tubo che segue. Comunque, occorre sempre tener presente che le reti di compensazione rappresentano un'accorgimento senz'altro utile che occorre però accettare con particolare cautela se si vogliono escludere le distorsioni di fase.

Le esigenze precisate sul funzionamento dei due amplificatori di deflessione, possono sembrare in realtà più importanti per l'amplificatore verticale che non quello per l'amplificatore orizzontale destinato a fornire, come si è detto, la tensione a dente di sega per l'asse dei tempi.

Si ricorda però che una tensione di tale tipo rappresenta la risultante di un numero sempre elevato di tensioni sinusoidali e che occorre provvedere affinchè non vengano a mancare le componenti a frequenza più elevata nè l'attitudine di risposta ai transitori, cioè ad una tensione repentinamente variabile.

Dall'amplificatore per la deflessione orizzontale si riceva anche normalmente la tensione d'interdizione del raggio catodico. Ciò è fatto, più precisamente, durante il periodo di ritorno del movimento a dente di sega con lo scopo di cancellare la traccia di ritorno di tale raggio.

Per quanto riguarda invece il generatore della tensione a dente di sega, si fa osservare che la tecnica moderna ricorre ormai quasi esclusivamente ai tubi a vuoto. Ciò elimina infatti gli inconvenienti tipici dei tubi a gas rappresentati dalla scarsa linearità del periodo di andata, dal tempo relativamente elevato del periodo di ritorno nonchè anche, in fine, dall'impossibilità di raggiungere delle frequenze molto elevate. Gli schemi adoperati per tale stadio seguono pertanto quelli del multivibratore adoperato nei televisori. Anche il problema dell'alimentazione appare in realtà molto simile a quello dei televisori. Occorre cioè una bassa tensione, nor-

malmente compresa fra 200 V e 250 V, per gli anodi e per le griglie schermo dei tubi, nonchè anche un'alta tensione per il tubo e pertanto di valore crescente con il diametro di esso.

Infine, una precisazione pratica di notevole interesse, sia a carattere di orientamento generale, sia di reale indirizzo, può ricavarsi dai dati tecnici generali dell'oscillografo G-46 della « UNA » di Milano, già citato, e che ora si completano come segue:

Sensibilità di deflessione dell'amplificatore verticale:
- a) 5 mV eff per cm, con all'ingresso un resistore da 1 M-ohm, sluntato con 80 pF (cavo P 25);
- b) 50 mV eff per cm, con 1 M-ohm e 10 pF in parallelo all'ingresso (partitore P 43), oppure con 10 M-ohm e 10 pF in parallelo (partitore P 44);

Sensibilità di deflessione dell'amplificatore orizzontale: 10 mV per cm;

Resistenza e capacità d'ingresso:
- a) per l'*ingresso verticale* si vedano i dati riferiti qui sopra al cavo P 25 ed ai partitori P 43 e P 44;
- b) per l'*ingresso orizzontale*: 1 M-ohm con 40 pF in parallelo;
- c) per la *sincronizzazione esterna*: 1 M-ohm con 40 pF in parallelo;

Risposta di frequenza dell'amplificatore verticale: da 0 a 500 Kc/s inferiore a — 3 dB e da 0 a 1 Mc/s, inferiore a — 6 dB;

Frequenza dell'asse dei tempi: variabile con continuità fra 3 c/s e 30.000 c/s; uguale a 25 c/s nella posizione TV/V, uguale a 7812,5 c/s (cioè la metà della frequenza di riga) nella posizione TV/O.

Alimentazione: in c.a., per tutte le tensioni comprese fra 110 V e 280 V (45 ÷ 50 c/s);

Tubi: 4-6AU6; 5-12AU7; 1-6X4, 1-1B3, 1-5CP1;

Stadi di uscita degli amplificatori di deflessione: in push-pull per avere delle tensioni elevate di deflessione ed ottenere, in conseguenza, un'espansione di particolari.

Voltmetro elettronico.

Premesso che il volmetro elettronico può anche sostituire l'oscillografo durante le operazioni di allineamento dei filtri di banda, occorre osservare che esso costituisce, in ogni caso un'apparecchiatura realmente indispensabile in sede di collaudo dei televisori. Sulla costituzione di esso vi è poco da dire se non che è bene avere una portata minima non superiore ad 1 V, e che è utile poter anche effettuare la misura delle tensioni continue.

Una realizzazione tipica per il lavoro sui televisori, può essere vista nel voltmetro elettronico tipo 104 della « *Mega Radio* » di Torino. Si tratta di un'apparecchiatura per tensioni alternate e continue di 1-5-10-50-100-500-1000 V, con la quale è anche possibile misurare i valori delle resistenze.

L'uso di uno strumento del genere è molto semplice, ma occorre avvertire che, per avere delle letture accettabili, l'azzeramento deve ricercarsi dopo qualche minuto, ossia affinchè sia raggiunta la temperatura di esercizio.

Teste esploratrici con rivelatore (per R. F.)

Tra gli accessori veramente indispensabili per effettuare il lavoro di collaudo e di messa a punto dei televisori, occorre menzionare le teste esploratrici (probe), di cui quella per R.F. s'intende ovviamente provvista di *rivelatore*. Questi, che è molto spesso del tipo a cristallo provvede a fornire all'uscita la modulante ed è adoperato, per esempio, per vedere la curva di risposta di un filtro passa banda quando ad esso è fatta pervenire una tensione modulata in frequenza nonchè anche per rilevare una tensione comunque variabile. Una testa esploratrice del genere ha quattro morsetti, due d'ingresso e due di uscita e comprende nell'ordine, andando dall'entrata all'uscita: un condensatore da 1000 pF, un diodo al germanio ed un resistore da 250 ohm, ½ W connessi in serie, nonchè: un resistore da 250 ohm, ½ W, tra la massa ed il reoforo positivo del diodo, un resistore da 10 K-ohm ed un condensatore da 1000 pF tra la massa ed il reoforo negativo del diodo ed anche, infine, un condensatore da 1000 pF tra i morsetti di uscita della testa esploratrice stessa. L'intera testa è normalmente montata entro uno schermo cilindrico connesso al morsetto di massa. Il collegamento fra la testa ed i morsetti dell'oscillografo o del voltmetro elettronico, avviene mediante un cavo coassiale del tipo a bassa capacità.

Un altro accessorio molto utile a chi si occupa del collaudo e della messa a punto dei televisori, è rappresentato dalla così detta testa per E.A.T. Essa consiste, molto semplicemente, di 10 resistori da 20 M-ohm connessi in serie e consente di conoscere, con sufficiente precisione, il valore in V dell'E.A.T., adoperando uno strumento da 100 micro-A di portata. La necessità di tale testa è dimostrata dall'impossibilità di disporre di un voltmetro con resistenza interna sufficientemente elevata.

✱ *Costruzione di un eccezionale televisore da 17 pollici* seguendo i piani elettrici e di montaggio.

✱ *Collaudo ed allineamento sistematico di un televisore moderno* (lezione XXV del Corso di televisione).

✱ *Esame dettagliato degli stadi di un moderno ricevitore* (Espressioni di calcolo - Grandezze caratteristiche - Misura delle grandezze caratteristiche - Tubi - Disposizioni schematiche - Confronti - Messa a punto - Anormalità, ecc.) Dalle lezioni di radiotecnica svolte da G. Termini all'Istituto Professionale di Stato « L. Settembrini ».

Ecco quanto sarà pubblicato, tra l'altro, **nel fascicolo N. 41.** Richiedetelo in Italia ed all'estero a partire dal 18 giugno p.v.

CORSO DI MISURE RADIOELETTRICHE

Dott. Ing. Domenico Avidano

Direttore della Scuola di telecomunicazioni presso l'Istituto professionale di Stato "L. Settembrini,, di Milano

Un altro sistema consiste nell'aumentare il valore della tensione applicata al circuito: ad esempio impiegando una batteria da 45 volt anzichè da 4,5 volt si otterrà, come nel caso precedente, una scala con valori 10 volte maggiori di quella di fig. 23: naturalmente il valore di Rt, e quindi di Rf ed Rv, dovrà essere 10 volte maggiore di quello necessario per una tensione di 4,5 volt. Anche in questo caso si ha un aumento di 10 volte del limite inferiore, ma poichè lo strumento rimane lo stesso, è possibile ottenere in questo modo un ohmmetro a due portate, provvedendo con un commutatore ad inserire lo strumento sul circuito normale a bassa tensione oppure sul circuito ad alta tensione per la portata maggiore. Lo stesso risultato può essere ottenuto realizzando due circuiti diversi, ognuno dei quali faccia capo ad una boccola diversa, una per la portata alta ed una per la portata normale.

Entrambi i sistemi vengono però poco usati: il primo perchè non consente, come si è visto, la misura di resistenze di valore inferiore a 500 ohm, e il secondo perchè richiede l'impiego di una batteria piuttosto ingombrante e costosa. In genere quindi, salvo casi particolari, negli ohmmetri di uso corrente si rinuncia per ragioni di semplicità e di economia ed elevare il limite superiore della scala.

31. Riduzione della portata dell'ohmmetro in serie.

Il modo più semplice per abbassare il limite inferiore della scala di fig. 23 sarebbe quello di diminuire il valore della tensione applicata al circuito, ma poichè anche ricorrendo ad una pila composta di un solo elemento non sarebbe possibile ottenere, a meno di non ricorrere a sistemi complessi e poco pratici, tensioni inferiori ad 1,5 volt, è evidente che questo sistema non consentirebbe grandi vantaggi.

Un sistema abbastanza semplice è basato sull'impiego di uno strumento di minor sensibilità. Ad esempio se nel circuito di fig 23, invece di un miliamperometro da 1 mA fondo scala, viene usato un miliamperometro da 10 mA, il valore di Rt occorrente per portare a fondo scala la lancetta con Rx=0 è di 450 ohm (4,5-0,01) anzichè 4500 ohm. In questo caso i valori della scala di fig. 23 vanno divisi per 10, ed i limiti massimo e minimo delle resistenze che possono essere misurate diventano rispettivamente di 50.000 e 5 ohm: ciò consente di misurare con sufficiente approssimazione resistenze di qualche centinaio di ohm (resistenze catodiche di valvole finali, resistenze degli avvolgimenti primari dei trasformatori di uscita, dei secondari A.T. dei trasformatori d'alimentazione, ecc.).

Analogamente impiegando uno strumento da 10 mA, il valore di Rt occorrente per portare a fondo scala la lancetta con Rx=0 è di 45 ohm. In questo caso i valori della scala di fig. 23 vanno divisi per 100, ed i limiti massimo e minimo delle resistenze che possono essere misurate diventano rispettivamente di 5.000 e 0,5 ohm: ciò consente di misurare con sufficiente approssimazione resistenze di qualche ohm o di qualche decina di ohm (resistenze di avvolgimenti di bobine AF e MF, di bobine mobili di altoparlanti, di avvolgimenti primari di trasformatori di alimentazione, ecc.).

In pratica, invece di usare più strumenti con portate diverse, si può più semplicemente impiegare un unico strumento da 1 mA fondo scala, variandone opportunamente la portata con l'inserzione in parallelo ad esso di una o più resistenze di valore adatto per mezzo di un commutatore. Il circuito viene ad assumere l'aspetto di fig. 25, nella quale C è il commutatore che consente di inserire in parallelo le resistenze Rp (10 mA) od R"p (100 mA). Le resistenze in prova vanno inserite fra la boccola COM ed una delle tre boccole contrassegnate x 1, x 0,1 oppure x 0,01 a seconda che si tratti di resistenze di valore alto, medio o basso. Ogni boccola è collegata allo strumento per mezzo di resistenze (R', R", R"') di valore adatto ad ottenere l'azzeramento della lancetta con R=0. La compensazione delle variazioni della tensione della pila viene effettuata con un unico reostato R, comune alle tre portate, del valore di 250 ohm.

Questo sistema è abbastanza semplice e pratico, ma presenta alcuni inconvenienti, per cui in genere non è molto impiegato. Infatti nella misura di resistenze basse si ha un eccessivo assorbimento di corrente (100 mA), per cui la pila è soggetta ad un rapido esaurimento. Inoltre riesce assai difficile ottenere una facile messa a zero con un unico reostato Rv per tutte le tre portate: a meno di poter disporre di un reostato a variazione logaritmica, tale da consentire variazioni di frazioni di ohm all'inizio della corsa, l'azzeramento della lancetta sulla portata minore risulta difficilissimo, se non impossibile.

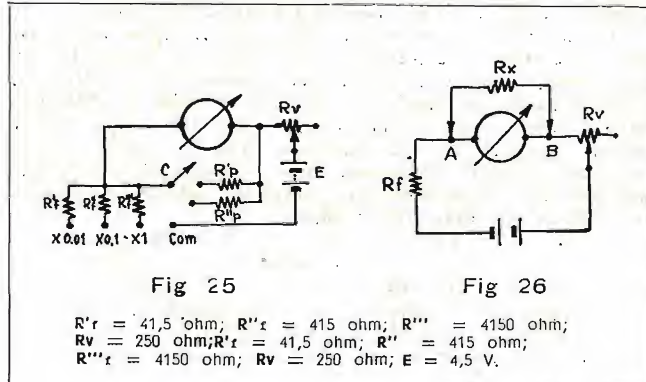


Fig 25 — Fig 26

R'f = 41,5 ohm; R"f = 415 ohm; R"' = 4150 ohm; Rv = 250 ohm; R'f = 41,5 ohm; R" = 415 ohm; R"'f = 4150 ohm; Rv = 250 ohm; E = 4,5 V.

Come si vede non è cosa molto facile ottenere la riduzione della portata di un ohmmetro in serie: esistono molti altri circuiti, più o meno simili a quelli esaminati, ma tutti presentano gli stessi inconvenienti, per cui in genere l'impiego dell'ohmmetro in serie viene limitato alla misura di resistenze alte e medie; per la misura di resistenze di valore basso si preferisce ricorrere ad altri sistemi, fra i quali di notevole interesse quello denominato *ohmmetro in parallelo*, del quale ora parleremo.

32. Ohmmetro in parallelo.

Viene denominato *ohmmetro* in parallelo un circuito come quello di fig. 26 nel quale la resistenza incognita è collegata direttamente ai morsetti dello strumento, fra i punti *A* e *B*, restando così in parallelo alla resistenza interna Ri dello strumento stesso.

La corrente totale del circuito si divide pertanto nei due rami in parallelo formati dalle resistenze Rl ed Rx in modo inversamente proporzionale alle rispettive resistenze, per cui, se la corrente totale del circuito non varia, la corrente che circola nello strumento è tanto maggiore quanto più grande è il valore di Rx e viceversa.

La deviazione della lancetta sarà quindi massima quando Rx = ∞, cioè quando nessuna resistenza è collegata fra i punti A e B, perchè in questo caso tutta la corrente del circuito passa attraverso lo strumento; non si avrà invece alcuna deviazione quando Rx = 0, cioè quando i due punti A e B sono cortocircuitati, perchè in questo caso tutta la corrente passa attraverso il cortocircuito.

A differenza dell'ohmmetro in serie avremo quindi nell'ohmmetro in parallelo la scala con lo zero a sinistra, in corrispondenza della posizione di riposo della lancetta; i valori segnati sulla scala saranno via via crescenti andando da sinistra verso destra, fino a raggiungere il valore ∞ in corrispondenza della massima deviazione, cioè a fondo scala.

Indicando con Ii la corrente che circola nella bobina mobile dello strumento, di resistenza interna Ri, e con Ix la corrente che circola nella resistenza incognita Rx, essendo le due resistenze in parallelo si ha ai loro capi la stessa differenza di potenziale, per cui si può scrivere

$$Ri \cdot Ii = Rx \cdot Ix$$

da cui si può facilmente ricavare il valore di Rx

$$Rx = \frac{Ri \cdot Ii}{Ix}$$

e poichè Ix non è altro che la differenza fra la corrente totale I del circuito e la corrente Ii che circola nello strumento, vale a dire

$$Ix = I - Ii$$

si ottiene sostituendo e semplificando

$$Rx = \frac{Ri \,.\, Ii}{I - Ii} = \frac{Ri \,.\, Ii}{(I/Ii - 1)Ii} = \frac{Ri}{I/Ii - 1}$$

Se lo strumento impiegato è un milliamperometro da 1 mA fondo scala, la corrente totale del circuito può essere ritenuta con una sufficiente approssimazione uguale ad 1 mA, e quindi la relazione precedente può essere in definitiva così semplificata

$$Rx = \frac{Ri}{1/Ii - 1}$$

Questa relazione ci permette di conoscere rapidamente il valore della resistenza incognita per mezzo dell'indicazione letta sullo strumento, oppure anche di disegnare una scala graduata in ohm in modo da poter ottenere direttamente sul quadrante il valore delle resistenze in esame, analogamente a quanto si è già visto nel caso dell'ohmmetro in serie.

La relazione ricavata non è rigorosamente esatta, ma, come abbiamo accennato, è soltanto approssimata, in quanto la corrente I non si mantiene costante per qualsiasi valore della resistenza in esame, ma tende ad aumentare al diminuire della Rx. Infatti la corrente totale del circuito è data dal rapporto fra la tensione applicata E e a resistenza totale del circuito, resistenza che è uguale alla somma delle resistenze Rf, Rv ed Re, indicando con Re la resistenza equivalente alle due resistenze Ri ed Rx in parallelo, vale a dire

$$I = \frac{E}{Rf + Rv + Re} \qquad \text{dove } Re = \frac{Ri \times Rx}{Ri + Rx}$$

Ne segue che quando $Rx = \infty$, cioè quando nessuna resistenza è inserita fra i punti A e B, si ha $Re = Ri$, e quindi la corrente totale del circuito è uguale a

$$I = \frac{E}{Rf + Rv + Ri} = \frac{4{,}5}{4500} = 0{,}001 \text{ A} = 1 \text{ mA}$$

se i valori di E, Rf, Rv ed Ri sono rispettivamente di 4,5 volt, 4150 ohm, 250 ohm e 100 ohm, come nel caso esaminato al par. 29.

Quando invece $Rx = 0$, cioè con i punti A e B in cortocircuito, si ha $Re = 0$ e quindi la corrente totale del circuito diventerà

$$I = \frac{E}{Rf + Rv + 0} = \frac{4{,}5}{4400} = 0{,}00102 \text{ A} = 1{,}02 \text{ mA}.$$

Come si vede la corrente tende ad aumentare verso l'inizio della scala, a cui corrispondono i valori più bassi delle resistenze in esame; si tratta però di una variazione molto piccola che nelle condizioni peggiori, vale a dire con $Rx = 0$, non supera il 2%, per cui in genere può essere trascurata. Migliori risultati si possono ottenere con strumenti aventi resistenza interna Ri di valore minore: ad esempio con $Ri = 27$ ohm, come negli strumenti della Weston, l'errore massimo è inferiore allo 0,5%; in ogni caso dato che non si tratta di un sistema di misura di alta precisione è senz'altro possibile assumere come valore di I il valore di fondo scala dello strumento.

La messa a punto viene eseguita senza alcuna resistenza inserita fra i punti A e B regolando la resistenza variabile Rv fino ad ottenere la massima deviazione della lancetta; in questo modo si stabilisce nel circuito la corrente normale I corrispondente al valore di fondo scala ed è quindi ottenuta la corrispondenza fra i valori segnati sulla scala ed i valori delle resistenze in esame, se lo strumento è dotato di una scala graduata in ohm, oppure fra i valori della corrente indicati dallo strumento, ed i valori delle resistenze incognite.

Questo circuito, come si è detto, è particolarmente indicato per la misura di resistenze di valore basso; mentre infatti, come abbiamo visto, un ohmmetro in serie realizzato con una pila di 4,5 volt e con uno strumento da 1 mA con $Ri = 100$ ohm può consentire misure di resistenze fino ad un limite minimo di 100 ohm (fig. 23), un ohmmetro in parallelo nelle stesse condizioni consente misure di resistenze comprese fra i seguenti limiti massimo e minimo

$$Rx' = \frac{100}{1/0{,}98 - 1} = \frac{100}{1{,}02 - 1} = \frac{100}{0{,}02} = 5000 \text{ ohm.}$$

$$Rx'' = \frac{100}{1/0{,}02 - 1} = \frac{100}{50 - 1} = \frac{100}{49} = 2 \text{ ohm circa}$$

Il limite minimo risulta pertanto molto più basso (50 volte minore) di quello ottenibile con un ohmmetro in serie.

(*Continua*)

Introduzione allo studio sul comportamento dei tubi alle iperfrequenze

G. T.

Amplificazione di alta frequenza.

Nel corso delle indagini teoriche e sperimentali perseguite in questi ultimi tempi sul comportamento dei tubi elettronici nel campo delle iperfrequenze, si è potuto concludere:

1) che le proprietà del tubo sono intimamente legate alle perdite nei dielettrici usati nel tubo stesso, nonchè ai valori delle capacità, delle induzioni mutue e delle autotnduzioni dei reofori di collegamento ai diversi elettrodi;

2) che esiste un tempo finito di transito del flusso elettronico dal catodo all'anodo che non può essere trascurato rispetto al periodo della tensione di comando, e che determina una non istantaneità di risposta nella corrente anodica, modificando sensibilmente i parametri di funzionamento del tubo;

3) che il limite di impiego del tubo è vincolato al rumore di fondo il quale aumenta rapidamente con l'aumentare della frequenza di funzionamento.

Di ciascuno di questi fenomeni si dirà ora ordinatamente. In altra sede si esamineranno le caratteristiche di impiego dei tubi costruiti per funzionare con frequenze elevatissime; si dirà anche dei circuiti di impiego di alcuni tipi di essi e si concluderà infine con alcune importanti precisazioni circa i nuovi sviluppi di questa tecnica.

Influenza del tempo elettronico di transito.

Lo studio dei fenomeni che s'incontrano quando il periodo della tensione di comando griglia-catodo, è dello stesso ordine di grandezza del tempo richiesto dagli elettroni per percorrere la distanza infraelettrodica catodo-anodo, implica alcune conoscenze fondamentali sui parametri interni del tubo elettronico e sull'importanza della frequenza nel legame esistente fra essi e i circuiti esterni. Di tali parametri giova considerare anzitutto le capacità infraelettrodiche e le induttanze proprie dei reofori di collegamento ai diversi elettrodi.

Per quanto riguarda le capacità è noto che, comunque sia il numero e la struttura degli elettrodi, si individua in ogni tubo una capacità d'ingresso *Ci*, una capacità di uscita *Cu* ed una capacità *Cg-a* fra l'elettrodo di entrata e quello di uscita (1). E' agevole osservare anzitutto che la frequenza di risonanza del circuito oscillatorio di comando è vincolata al valore della capacità d'ingresso, in quanto quest'ultimo viene a disporsi in parallelo ad esso. Con il tubo a catodo caldo, cioè in regime di emissione, tale capacità non corrisponde a quella misurata a catodo freddo, in quanto essa è esenzialmente in relazione alla densità della carica spaziale, come si comprende immediatamente tenendo presente che tale densità determina la carica indotta sulla griglia stessa (2).

L'importanza di questo fenomeno è notevole, perchè la densità della carica spaziale è modificata dall'andamento della carica spaziale (3), per cui varia conseguentemente la capacità globale di accordo del circuito oscillatorio. Ulteriori complicazioni si hanno inoltre quando la tensione di polarizzazione del tubo è in relazione all'intensità del segnale incidente, con conseguente impossibilità di ricorrere ai dispositivi di regolazione automatica della trasconduttanza. L'induttanza delle connessioni di collegamento ai diversi elettrodi interessanti il circuito d'ingresso, può invece dar luogo a fenomeni di risonanza, trovandosi essa in serie alla capacità infraelettrodica.

(*Continua*)

---

(1) *In un triodo le capacità d'ingresso e di uscita corrispondono rispettivamente alla capacità catodo-griglia e catodo-anodo. In un pentodo il valore della capacità d'ingresso è determinato invece dalle capacità parziali* Ck — gl *e* Cgl — g2 *esistenti fra il catodo e la griglia controllo e fra quest'ultimo e la griglia schermo. Si ha allora facilmente*

$$Ce = Ck - gl + Cgl - g2.$$

(2) *Ciò equivale a dire che la capacità d'ingresso a catodo caldo è* Ci + C, *in cui* Ci *è la capacità a catodo freddo, mentre* C, *che è l'incremento apportato dalla carica spaziale è proporzionale alla densità di essa.*

(3) *Si può cioè parlare di modulazione della densità elettronica spaziale, da parte della tensione alternativa di comando.*

RICEVITORI PROFESSIONALI

Aspetti teorici e pratici

G. Termini

La ricerca teorica e sperimentale, svolta per realizzare la stazione trasmittente-ricevente di i1ZUW, della quale si è iniziata la descrizione a pag. 1226 (*fascicolo N.* 38), *ha consentito di costruire un ricevitore che si è dimostrato particolarmente conveniente a tale scopo. Di esso si esamina ora in dettaglio lo schema elettrico.*

Una prima premessa.

Il problema dello schema del ricevitore professionale ammette diverse soluzioni pratiche, ugualmente interessanti, ma non sempre accettabili, nè realmente convenienti. Ciò vale, più precisamente, per la doppia conversione di frequenza e per il valore della frequenza intermedia che può essere richiesto di modificare unitamente alla gamma di accordo dei circuiti a frequenza portante.

La prima soluzione, quella cioè riferita alla doppia conversione di frequenza appare realmente interessante, perchè consente di accentuare i vantaggi della ricezione a supereterodina, rappresentati, come è noto, dal considerevole miglioramento della sensibilità, della selettività e della stabilità. Senonchè, un ricevitore siffatto risulta in pratica alquanto laborioso da realizzare, specie per gli accorgimenti che occorre attuare per diminuire quanto più possibile un inconveniente tipico del ricevitore a cambiamento di frequenza, cioè il fischiettamento. D'altra parte, il vantaggio di avere una serie di altri circuiti su una frequenza prestabilita, non è accentuato con il sistema di ricezione a doppio cambiamento di frequenza quando, come qui avviene, la gamma di accordo dei circuiti a frequenza portante, è contenuta nei limiti delle trasmissioni dilettantistiche ed è pertanto considerevolmente limitata. Si nota ancora che, per tale fatto, non si ha da considerare l'inconveniente di ricevere la frequenza immagine, cioè un segnale di frequenza differente da esso del doppio della frequenza intermedia. La selettività, cioè l'attitudine di separare il canale che si vuole ricevere dai canali adiacenti, indiscutibilmente migliorata con il doppio cambiamento di frequenza, appare del resto facilmente conseguibile anche senza ricorrere a tale sistema. Bisogna inoltre rilevare l'inconveniente, non trascurabile, del livello del rumore, provocato dalla conversione di frequenza e pertanto più elevato nel caso che tale processo avvenga due volte.

A questo punto rimane da considerare il problema della stabilità di frequenza che se è riferito al trascinamento della frequenza locale provocato dal circuito a frequenza portante, è sicuramente meno evidente nei ricevitori con doppia conversione in cui può realizzarsi uno scarto di frequenza fra i circuiti selettori e quello del generatore locale, alquanto più elevato dello scarto ottenuto quando la frequenza intermedia è una sola.

Seguono da tutto ciò diverse notevoli conclusioni circa la doppia conversione di frequenza, senz'altro conveniente nel caso che le gamme di accordo dei circuiti a frequenza portante abbiano un'estensione non indifferente, ma che richiere anche non pochi accorgimenti costruttivi. Non appare invece utile nel campo radiantistico, specie per le interferenze fra le diverse armoniche e la conseguente formazione di battimenti a frequenza acustica (fischiettamenti), non facilmente eliminabili se non con mezzi poco semplici.

Quanto al diverso valore della frequenza intermedia, prescelto con il commutatore di gamma, non vi è molto da dire se non per ripetere le conclusioni già viste per lo schema del ricevitore con doppia conversione di frequenza. Il procedimento appare senz'altro conveniente, ma solo nel caso che i rapporti fmax/fmin fra le frequenze estreme dei diversi campi d'onda siano sufficientemente elevati. Diversamente si rileva una inutile complicazione.

Una seconda premessa.

Alle considerazioni esposte, che permettono di precisare la struttura generale del ricevitore occorre aggiungere quelle relative agli aspetti di dettaglio di tale struttura.

Occorre anzitutto considerare che le cause che intervengono a limitare la percettibilità del segnale incidente, risiedono unicamente nel livello del rumore complessivo dei tubi e che quello relativo allo stadio di conversione delle frequenze portanti è largamente superiore a quello degli altri stadi che precedono il rivelatore. Si impone così la necessità di far pervenire a tale stadio una tensione-segnale alquanto più importante di quella ricevuta dal collettore d'onda e pertanto convenientemente amplificata. Da qui, cioè in conseguenza al miglioramento del rapporto segnale/disturbo, la possibilità di amplificare la tensione a frequenza intermedia con non meno di due stadi.

Bisogna però rilevare che la considerevole sensibilità, così raggiunta, è sovente causa di difficoltà quando l'intensità del segnale ricevuto è elevata. La notevole diminuzione della sensibilità apportata dalla tensione addizionale di polarizzazione del c.a.s., non soltanto non elimina infatti completamente tale inconveniente, ma ne introduce altri, non sempre trascurabili quali le distorsioni provocate dalla curvatura dei tubi, i fenomeni di tramodulazione e così via.

Appare quindi conveniente la soluzione adottata di ricorrere ad un commutatore « *vicino-lontano* », per escludere uno dei due stadi per l'amplificazione della tensione a frequenza intermedia. Tale provvedimento è completato da due rivelatori separati della tensione del c.a.s., uno differito da una tensione di circa 3 V per gli stadi preselettori, l'altro non ritardato per gli stadi a frequenza intermedia.

Definito così l'aspetto degli stadi che precedono il rivelatore, occorre considerare gli accessori caratteristici del ricevitore professionale, ossia: *il limitatore di ampiezza, il generatore di nota, lo stadio silenziatore e l'indicatore visivo di accordo.* Di essi si parlerà largamente nell'esame dettagliato dei diversi stadi.

Merita invece rilevare ora le regolazioni manuali previste. Esse sono in numero di tredici e riguardano:

1) il commutatore di gamma, che è del tipo a sei vie, tre posizioni, quest'ultime corrispondenti a 7 - 14 - 28 Mc/s;
2) il comando unico dei quattro condensatori variabili di accordo;
3) l'interruttore per includere ed escludere la tensione addizionale di polarizzazione degli stadi preselettori;
4) il commutatore « *vicino-lontano* »;
5) il regolatore manuale del volume;
6) il regolatore della limitazione di ampiezza;
7) l'interruttore per escludere od includere lo stadio in cui si effettua tale limitazione;
8) l'interruttore per la messa in funzione del generatore di nota;
9) il condensatore variabile del generatore di nota, il cui scopo è di variare la frequenza acustica del battimento;
10) il regolatore di azzeramento dell'indicatore visivo di accordo;
11) il regolatore di soglia dello stadio di silenziamento;
12) l'interruttore per passare dall'ascolto con l'altoparlante a quello con gli auricolari telefonici.
13) l'interruttore generale per l'alimentazione dei tubi del ricevitore.

Dall'antenna allo stadio per la conversione delle frequenze portanti (fig. 1).

Gli stadi preselettori sono in numero di due e ricorrono al pentodo a pendenza variabile EF85 della serie « noval » costruita dalla « Philips ». Si tratta di un tubo che ha una pendenza normale molto elevata (6 mA/V) e che è caratterizzato dal valore estremamente basso della resistenza equivalente al rumore (Req=1,5 k-ohm). La disposizione prescelta è del tipo ad alimentazione anodica in serie, con impedenza di carico accoppiata per capacità allo stadio successivo. Ciò è fatto per non commutare i circuiti anodici dei due tubi e per ottenere di diminuire, in conseguenza, il numero delle vie del commutatore di gamma. Di notevole importanza per evitare gli accoppiamenti parassiti attraverso il circuito di alimentazione, i resistori di disaccoppiameento 14 e 26, connessi in serie agli anodi e shuntati dai condensatori 12 e 21.

Si osserva inoltre che i due tubi T1 e T2 sono fatti funzionare con tensione di polarizzazione fissa per tramite dei resistori 8 e 21 e che ad essa si aggiunge la tensione addizionale del c.a.s., eventualmente cortocircuitato con un apposito deviatore. Lo scopo è di ottenere da questi due tubi la mas-

sima amplificazione per migliorare, in conseguenza, il rapporto segnale/rumore.

Dall'uscita del tubo T2 si passa al convertitore di frequenza T3 realizzato con il triodo-eptodo ECH 81 della serie « noval » *Philips*. I vantaggi che si conseguono con questo tubo sono considerevoli e riguardano:

a) la presenza di due flussi elettronici separati, uno per il generatore della tensione a frequenza locale (sezione triodo) ed uno per il convertitore di frequenza (sezione eptodo); da qui un effetto di trascinamento completamente trascurabile ed una maggiore stabilità di frequenza del generatore locale, particolarmente evidente nel caso che il circuito oscillatorio sia connesso con l'anodo del triodo;

b) l'elevato valore della pendenza di conversione, (0,755 mA/V), alla quale è legata l'amplificazione di conversione dello stadio, ossia il rapporto fra la tensione a frequenza intermedia ricavata dall'anodo dell'eptodo e quella a frequenza portante applicata all'entrata.

Lo stadio del tubo T3 segue la disposizione classica normalmente adottata anche se merita rilievo l'avere escluso la tensione del c.a.s. Ciò è fatto per evitare che la frequenza di funzionamento del generatore locale sia modificata dalle variazioni di conduttanza dell'eptodo.

segue il triodo T6 (EBC41), la cui griglia di comando riceve una frazione della tensione a frequenza intermedia, mediante il condensatore di accoppiamento 34. In realtà, bisogna richiamare l'attenzione del lettore su di un errore di disegno, facilmente comprensibile se si osserva che, quando non è fatto lavorare il pentodo T5 tale frazione è nulla. Si ha pertanto effettivamente a che fare con il condensatore 34 che dev'essere però connesso con il primario del trasformatore 11, anzichè con quello del trasformatore 30. Lo scopo di questa connessione è così spiegato.

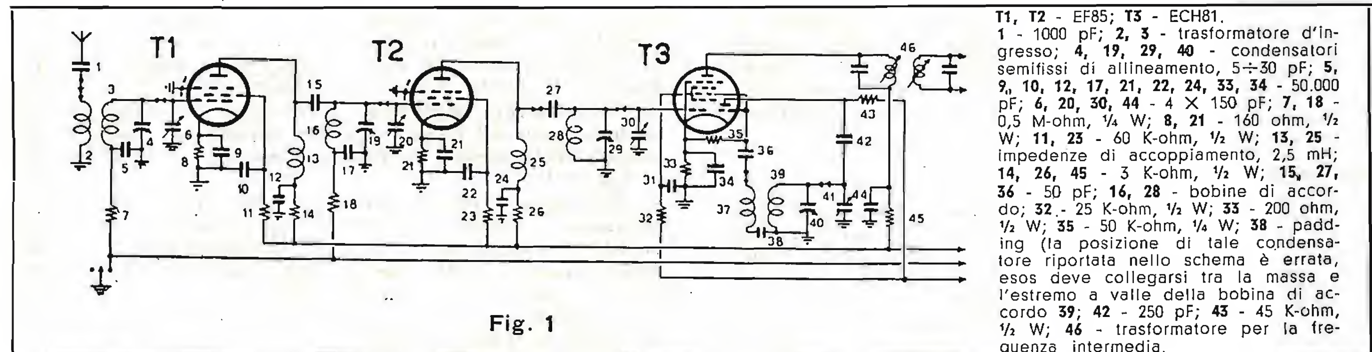


Fig. 1

T1, T2 - EF85; **T3** - ECH81. **1** - 1000 pF; **2, 3** - trasformatore d'ingresso; **4, 19, 29, 40** - condensatori semifissi di allineamento, 5÷30 pF; **5, 9, 10, 12, 17, 21, 22, 24, 33, 34** - 50.000 pF; **6, 20, 30, 44** - 4 X 150 pF; **7, 18** - 0,5 M-ohm, ¼ W; **8, 21** - 160 ohm, ½ W; **11, 23** - 60 K-ohm, ½ W; **13, 25** - impedenze di accoppiamento, 2,5 mH; **14, 26, 45** - 3 K-ohm, ½ W; **15, 27, 36** - 50 pF; **16, 28** - bobine di accordo; **32** - 25 K-ohm, ½ W; **33** - 200 ohm, ½ W; **35** - 50 K-ohm, ¼ W; **38** - padding (la posizione di tale condensatore riportata nello schema è errata, esos deve collegarsi tra la massa e l'estremo a valle della bobina di accordo **39**; **42** - 250 pF; **43** - 45 K-ohm, ½ W; **46** - trasformatore per la frequenza intermedia.

L'impedenza d'ingresso del triodo T6, funzionante senza corrente di griglia, è considerevolmente elevata e non provoca uno smorgamento apprezzabile dei circuiti oscillanti costituenti il trasformatore 11, per altro già shuntati dalla resistenza interna del primo diodo rivelatore. Da qui la possibilità di avere una frazione anche importante della tensione a frequenza intermedia, per altro amplificata dal triodo T6 che è fatta pervenire ai due diodi, mediante i condensatori di accoppiamento 41 e 42. Da qui due diversi rivelatori, uno ritardato dalla tensione di polarizzazione del triodo e l'altro ad azione immediata.

Il primo fornisce la tensione addizionale di polarizzazione per gli stadi preselettori, ossia per i tubi T1 e T2, il secondo serve per gli amplificatori della frequenza intermedia T4 e T5.

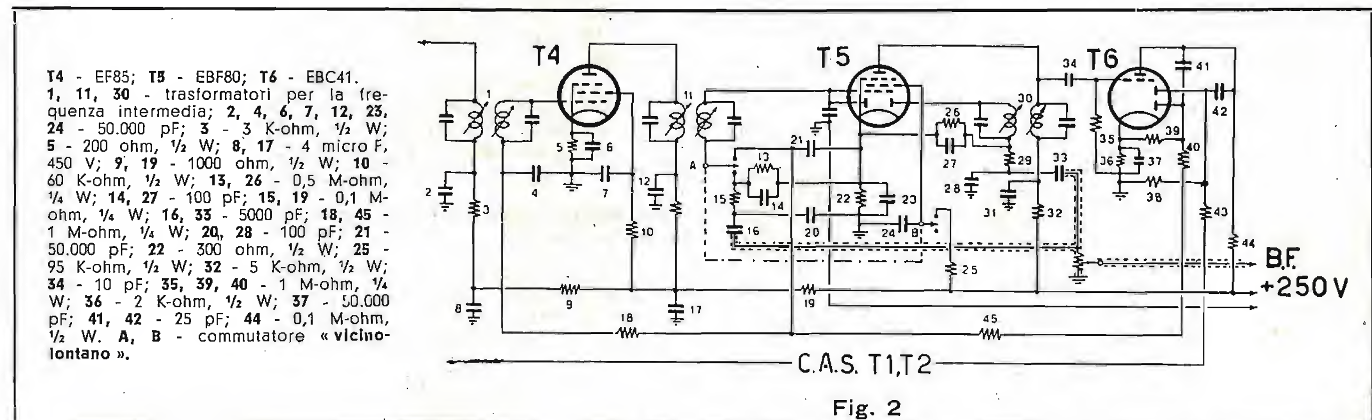
Un'ultima particolarità da osservare è rappresentata dal cavo coassiale connesso tra il diodo di sinistra di T5 ed il generatore di nota. La connessione serve, evidentemente, sia del caso che il pentodo T5 sia escluso, sia anche quando il pentodo è fatto funzionare, perchè la frequenza acustica del battimento è ricavata, in ogni caso, per rivelazione.

Dal convertitore di frequenza ai rivelatori (fig. 2).

La tensione di 467 kc/s, fornita dal tubo T3, è amplificata dal tubo T4 e passa quindi contemporaneamente alla griglia di comando ed al diodo di sinistra del tubo T5. All'uscita del secondario del trasformatore 11 si comprende il carico del diodo dal quale si ricava la tensione a frequenza acustica nel caso che con la via « A » del commutatore « *vicino-lontano* » si connetta tale uscita con il carico. In questa posizione la via « B » interrompe il circuito di alimentazione della griglia schermo del pentodo T5, che risulta per tale fatto escluso.

Limitazione di ampiezza (anti-noise).

Per realizzare la limitazione di ampiezza richiesta, ossia per escludere dagli stadi a frequenza acustica le variazioni di ampiezza provocate dai disturbi, si può modificare lo stadio



T4 - EF85; **T5** - EBF80; **T6** - EBC41. **1, 11, 30** - trasformatori per la frequenza intermedia; **2, 4, 6, 7, 12, 23, 24** - 50.000 pF; **3** - 3 K-ohm, ½ W; **5** - 200 ohm, ½ W; **8, 17** - 4 micro F, 450 V; **9, 19** - 1000 ohm, ½ W; **10** - 60 K-ohm, ½ W; **13, 26** - 0,5 M-ohm, ¼ W; **14, 27** - 100 pF; **15, 19** - 0,1 M-ohm, ¼ W; **16, 33** - 5000 pF; **18, 45** - 1 M-ohm, ¼ W; **20, 28** - 100 pF; **21** - 50.000 pF; **22** - 300 ohm, ½ W; **25** - 95 K-ohm, ½ W; **32** - 5 K-ohm, ½ W; **34** - 10 pF; **35, 39, 40** - 1 M-ohm, ¼ W; **36** - 2 K-ohm, ½ W; **37** - 50.000 pF; **41, 42** - 25 pF; **44** - 0,1 M-ohm, ½ W. **A, B** - commutatore « **vicino-lontano** ».

Fig. 2

Se invece si richiedono due stadi, la via « A » connette il secondario del trasformatore 11 al circuito del c.a.s., mentre la via « B » fa pervenire alla griglia schermo la necessaria tensione di alimentazione. Dall'anodo del pentodo T5 si va, in tal caso, all'altro diodo, la cui uscita è connessa al regolatore manuale di volume al quale perviene anche la tensione a B.F. fornita dal primo diodo. Da qui appunto la possibilità di passare da uno a due stadi amplificatori a seconda dell'intensità del segnale incidente.

Si rileva ora dallo schema elettrico che ai tubi T4 e T5 del tubo T5 riportato nella fig. 2. La variante, data in fig. 3, è così spiegata. La tensione a frequenza acustica, fornita dai due rivelatori perviene ad un deviatore che applica tale tensione al regolatore di volume 5, direttamente (*limitatore escluso*), oppure indirettamente (*limitatore incluso*), tramite il diodo a cristallo 2. Il catodo di questo diodo è connesso al +A.T. con due resistori, uno fisso (1 *a*) ed uno variabile (1 *b*), il cui scopo è di far variare appunto il valore di tale tensione applicata al diodo. Segue una limitazione dell'effetto di conducibilità, evidentemente possibile solo durante la

frazione della tensione di B.F. determinante un potenziale, positivo, andando dall'anodo al catodo di esso.

Il medesimo principio del limitatore in serie, può essere visto applicato nello schema della fig. 5 in cui si è previsto anche il collegamento allo stadio silenziatore. Anche qui bisogna avvertire che il condensatore 34 dev'essere connessa al primario del trasformatore 91 (fig. 2) e non al trasformatore 30. Il funzionamento del limitatore di ampiezza è spiegato facilmente dal deviatore connesso al condensatore 33 e che ha appunto di « *includere* » e di « *escludere* » tale limitazione. Nel caso infatti che esso sia « escluso », si va con la tensione a frequenza acustica dal partitore 35-36 del rivelatore al condensatore 33 di accoppiamento agli stadi a frequenza acustica. Se invece la limitazione di ampiezza è « *inclusa* », la tensione a frequenza acustica è ricavata attraverso il diodo di destra del tubo T6, più precisamente dal catodo di esso, che però è connesso ad un potenziale più negativo di quello che si ha dal partitore 36-36 e che è applicato alla placca. Senonchè quando è presente una perturbazione di corto periodo, ossia ad impulso, si stabilisce una tensione negativa andando dalla placca al catodo e quindi una conduttività nulla, determinata dal diverso valore delle costanti di tempo dei circuiti connessi al catodo ed all'anodo di esso. Da qui appunto l'effetto di limitazione ricercato.

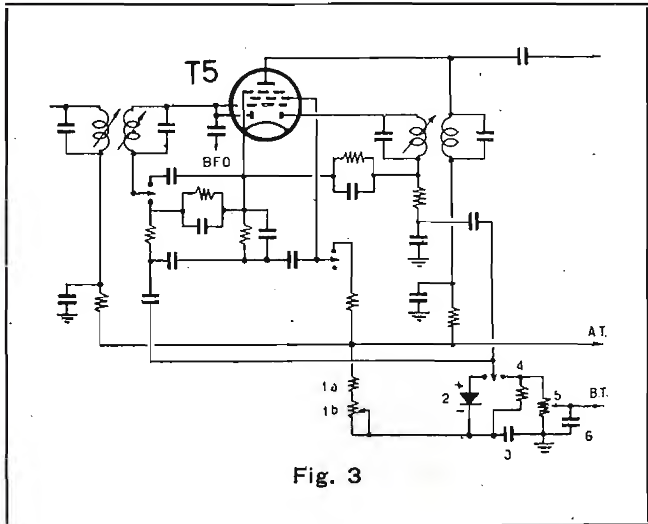


Fig. 3

Notevole, in quanto diverso dallo schema precedente, l'uso del triodo T6. Premesso che esso serve ancora per amplificare una frazione della tensione a frequenza intermedia, si rileva che con la rivelazione si ottiene la tensione ritardata per il c.a.s. degli stadi preselettori ed anche la tensione di comando dello stadio silenziatore. La tensione per il c.a.s. degli amplificatori della frequenza intermedia, e pertanto non dilazionata, è ottenuta dal rivelatore.

Lo stadio del tubo T7 che segue al limitatore serve ad amplificare la tensione a frequenza acustica ma solo nel caso che sia presente anche la tensione del c.a.s. Lo scopo è di realizzare il silenziamento quando si passa da una frequenza portante all'altra, cioè quando il livello della rumorosità è massimo. Il funzionamento di questo stadio è così spiegato. La tensione a B.F. è applicata al circuito d'ingresso del triodo di sinistra che è però shuntato dalla resistenza interna del triodo di destra, la cui griglia riceve la tensione del c.a.s. Quando questa è presente, il triodo di destra risulta all'interdizione (a ciò si provvede regolando la polarizzazione fissa con il reostato 8) ed è pertanto infinita la resistenza in parallelo all'entrata del triodo di sinistra. Nell'intervallo compreso fra una frequenza portante e l'altra, la tensione del c.a.s. è invece nulla: il potenziale di polarizzazione del triodo di destra è inferiore al valore d'interdizione, per cui la resistenza del tratto catodo-anodo ha ora un valore finito sufficientemente basso per cortocircuitare la tensione d'ingresso del triodo di sinistra. Da qui una rilevante diminuzione della tensione applicata alla griglia del pentodo T8 e quindi una importante diminuzione della rumorosità.

L'accoppiamento fra il tubo T7 ed il tubo T8 avviene mediante un deviatore che ha lo scopo di passare dall'ascolto con l'altoparlante a quello con auricolari telefonici.

Con quest'ultima posizione si ha anche la possibilità di accordare, su una frequenza acustica prestabilita, il circuito di accoppiamento con gli auricolari telefonici. Ciò è fatto per accrescere la selettività, durante l'ascolto della telegrafia persistente ed è ovvio che tale selettività è massima quando la frequenza del battimento coincide con quella di accordo del circuito di cui sopra. A tale scopo il circuito oscillatorio del generatore di nota, dato in fig. 4, è provvisto di un condensatore variabile.

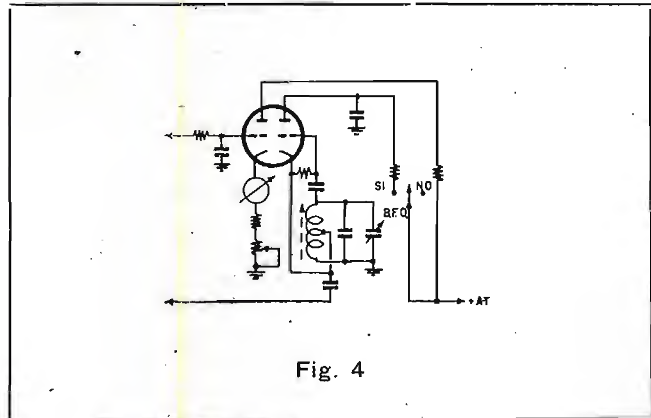


Fig. 4

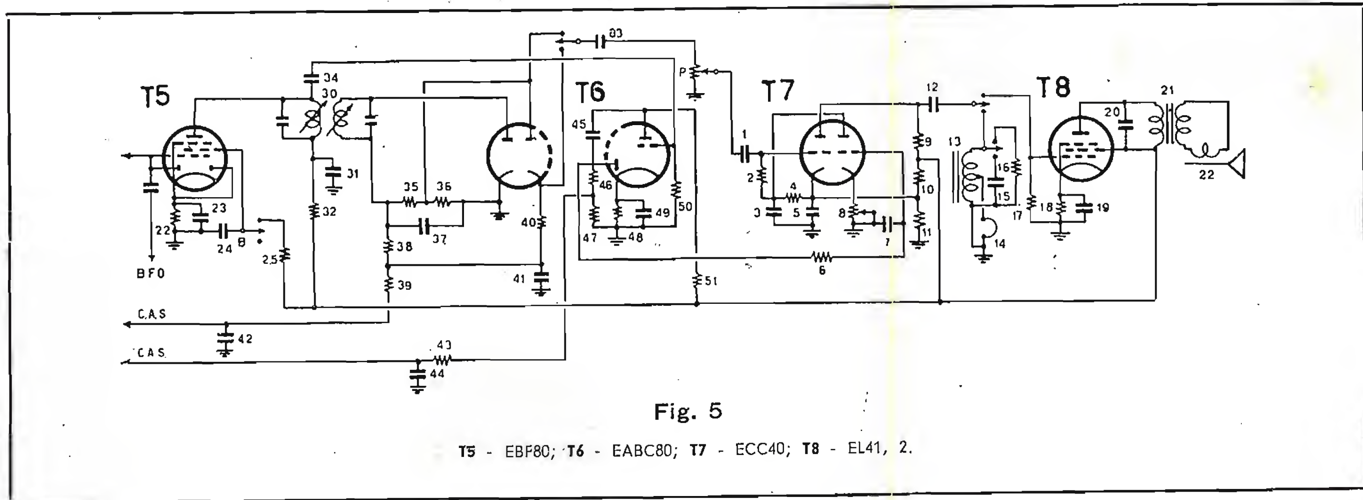


Fig. 5

T5 - EBF80; T6 - EABC80; T7 - ECC40; T8 - EL41, 2.

Nello schema della fig. 4 si comprende anche l'indicatore visivo di sintonia, realizzato connettendo uno strumento con 2 mA di portata in serie al catodo del triodo di sinistra. Poichè la griglia di esso è collegata al circuito del c.a.s., più precisamente di quello non dilazionato, si ha una corrente anodica inversamente proporzionale all'intensità del segnale incidente e quindi la minima deviazione in corrispondenza delle condizioni di accordo.

*

INNOVAZIONI E PERFEZIONAMENTI

Triodo-Pentodo Philips PCF 80 per TV

G. T.

Per passare dalle frequenze portanti, video ed audio alle frequenze intermedie, si ricorre usualmente ad un doppio triodo preceduto da due triodi amplificatori connessi in cascata. Una disposizione del genere non è priva di inconvenienti, specie per l'accoppiamento per via interelettrodica fra la placca e la griglia del triodo in cui avviene il cambiamento di frequenza. A ciò si può ora ovviare con il triodo-pentodo PCF80 *della serie* Noval, *costruito dalla « Philips ».*

Particolarità costruttive e dati tecnici d'impiego del tubo PCF80.

Dall'aspetto dei due edifici elettrodici del tubo, riportati nella fig. 1, si rileva anzitutto una particolarità costruttiva molto importante circa la forma della superficie emittente che è mantenuta parallela a quella della griglia di comando. I vantaggi così ottenuti rispetto alla superficie emittente circolare, normalmente adottata, riguardano l'importo della variazione della pendenza, provocata dalla variazione del potenziale di polarizzazione ed il pericolo del cortocircuito fra la griglia ed il catodo che risulta considerevolmente diminuito. Occorre in proposito osservare che la griglia di comando descrive in ogni caso un ovale per cui, se il catodo è circolare, la distanza interposta fra le due superfici non rimane costante. Da qui una serie di diversi coefficienti di amplificazione evidentemente crescenti passando dalla massima alla minima distanza. Ciò significa, in particolare, che la pendenza del tubo varia considerevolmente con il variare della tensione di polarizzazione e che, per avere una pendenza molto elevata quando tale tensione è nulla, occorre diminuire quanto più possibile la distanza fra la griglia ed il catodo. Segue una evidente complicazione costruttiva con il pericolo, altrettanto evidente, del corto circuito fra i due elettrodi situati ad una distanza minima necessariamente molto piccola per avere un valore molto elevato della pendenza.

Con la forma data invece ai catodi del tubo PCF80 ossia, in conclusione, mantenendo costante la distanza fra la griglia ed il catodo, il coefficiente di amplificazione si mantiene pressochè costante entro l'intero sviluppo della superficie catodica, per cui la pendenza della curva caratteristica è molto meno modificata dalle variazioni della tensione di polarizzazione. Oltre a ciò la distanza fra la griglia ed il catodo richiesta per avere un determinato valore, sufficientemente elevato, della pendenza, risulta maggiore di quella necessaria nel caso del catodo circolare. Da qui appunto una considerevole diminuzione del pericolo che avvenga un corto circuito fra tali elettrodi.

Un'ultima particolarità degna di menzione, riguarda lo schermo interposto fra l'edificio del triodo e quello del pentodo. Con questo schermo, che è connesso con il catodo del pentodo, si consegue una cospicua diminuzione delle capacità fra gli elettrodi delle due sezioni stesse.

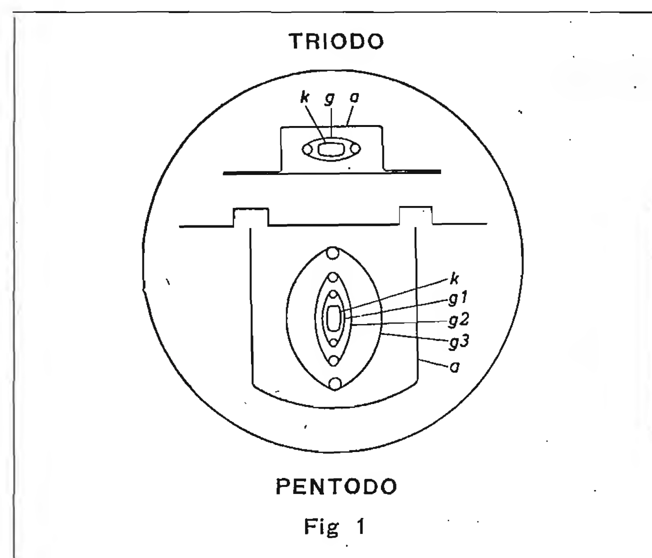


Fig 1

Dati tecnici generali.

Riscaldatore del catodo:

tensione di accensione	9 V,
intensità della corrente di accensione	0,3 A.

Capacità interelettrodiche:

a) pentodo:
- Ca-gl < 0.025 pF,
- Cgl = 5,5 pF,
- Ca = 3,8 pF;

b) triodo:
- Ca-g = 1,5 pF,
- Cg = 2,3 pF,
- Ca = 0,3 pF;

c) fra il pentodo ed il triodo:
- Cap-at < 0.06 pF,
- Cgl-at < 0,16 pF,
- Cap-gt < 0,02 pF.

Condizioni massime di funzionamento.

A) *pentodo*:

tensione anodica per Ia = O	Va₀ = max 550 V,
tensione anodica	Va = max 250 V,
potenza dissipata sull'anodo	Wa = max 1,7 W,
tensione di gr. schermo per Ig2 = O	Vg-2₀ = max 550 V,
tensione di gr. schermo per Ik = 14 mA	Vg2 = max 175 V,
tensione di gr. schermo per Ik = 10 mA	Vg2 = max 200 V,
potenza dissipata dalla griglia schermo	Vg2 = max 0,5 W,
intensità della corrente catodica	Ik = max 14 mA,
tensione di polarizzazione (Igl = + 0,3 μA)	Vgl = max —1,3 V,
tensione tra filamento e catodo	Vf-k = max 90 V,
resistenza esterna fra griglia controllo e catodo:	
con polarizzazione automatica:	Rgl = max 1 M-ohm,
con polarizzazione fissa:	Rgl = max 0,5 M ohm.

B) *triodo*:

tensione anodica per Ia = O	Va₀ = max 550 V,
tensione anodica	Va = max 250 V,
potenza dissipata sull'anodo	Wa = max 250 V,
tensione di griglia (Ig = + 0,3 μA)	Vg = max —1.3 V,
intensità della corrente catodica	Ik = max 14 mA,
resistenza esterna fra griglia e catodo	Rg = max 0,5 M-ohm,
tensione fra filamento e catodo	Vf-k = max 90 V.

Condizioni tipiche di funzionamento.

A) *pentodo*:

tensione anodica	Va = 170 V,
tensione di griglia schermo	Vg2 = 170 V,
tensione di polarizzazione	Vgl = —2 V,
intensità della corrente anodica	Ia = 10 mA,
intensità della corrente di gr. schermo	Ig2 = 2,8 mA,
pendenza	S = 6,2 mA/V,
resistenza interna	Ri = 0,4 M-ohm,
coefficiente di amplificazione fra g2 e gl	Mg2-gl = 47,
resistenza d'ingresso a 50 Mc/s	Mgl = 10 K-ohm,
resistenza equivalente al rumore	Reg = 1,5 K-ohm.

B) *triodo*:

tensione anodica	Va = 100 V,
tensione di polarizzazione	Vg = —2 V,
intensità della corrente anodica	Ia = 14 mA,
pendenza	S = 5 mA/V,
coefficiente di amplificazione	μ = 20.

Condizioni di funzionamento del pentodo come mescolatore.

tensione anodica	Va = 170	170 V,
tensione di gr. schermo	Vg2 = 170	170 V,
resistenza in serie al catodo	Rk = 330	820 ohm,
intensità della corrente anodica	Ia = 6,5	5,2 mA,
intensità dela corrente di griglia schermo	Ig2 = 2	1,5 mA,
intensità della corrente della griglia di comando	Igl = 25	0 μA,
resistenza esterna fra griglia controllo e catodo	Rg = 0,1	0,1 M-ohm,
tensione dell'oscillatore locale	Vox = 3,5	3,5 V,
pendenza di conversione	Sc = 2,2	2,1 mA/V,
resistenza interna	Ri = 0,8	0,87 M-ohm.

Il funzionamento del triodo, che è destinato in tal caso a creare la tensione a frequenza locale, risulta più soddisfacente con lo schema del Colpitts che non con quello dell'Hartley.

Applicazioni pratiche del tubo PCF80.

Fra le diverse applicazioni che si possono facilmente prevedere, se ne hanno due che meritano di essere messe in rilievo, vale a dire il *cambiamento delle frequenze portanti* nelle frequenze intermedie e *l'amplificazione della tensione a frequenza video.*

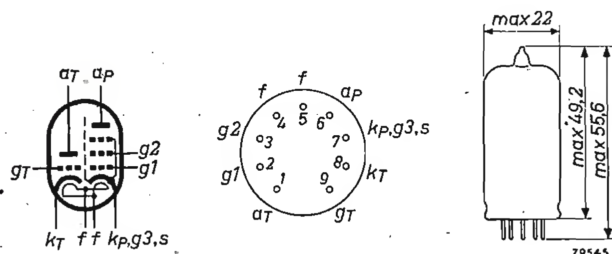


Fig. 2

Il primo caso è considerato nello schema della fig. 3 in cui il tubo PCF80 è preceduto dai due triodi amplificatori PCC84, connessi in cascata con accoppiamento diretto. Il generatore della tensione a frequenza locale segue la disposizione già consigliata del Colpitts e ricorre ad un condensatore di 2,6 pF in serie al condensatore di accordo per aumentare il rapporto L/C quando il funzionamento avviene sui canali più elevati. Ciò è fatto per far fronte alla diminuzione con il crescere della frequenza dell'ampiezza della tensione locale.

Per quanto riguarda invece la frequenza della tensione locale, si prevengono in tal modo gli effetti delle variazioni d'ingresso del tubo (Cg-k), sia per l'invecchiamento, sia per la tolleranza di tale valore incontrata nella produzione del tubo.

Merita anche rilevare che la tensione a frequenza locale è fatta pervenire per via induttiva alla griglia del pentodo PCF84 e che tale disposizione ha lo scopo di diminuire le variazioni di ampiezza della tensione locale incontrate passando da un canale all'altro. Ciò è ottenuto infatti determinando in ogni canale il valore più conveniente dell'accoppiamento realizzato tra il triodo ed il pentodo, tal quale non può invece aversi con l'accoppiamento capacitivo, per molte ragioni non commutabile. A questo vantaggio se ne aggiunge un altro, anch'esso importante, sullo smorzamento del circuito del pentodo connesso al generatore locale e che diminuisce passando dall'accoppiamento capacitivo all'accoppiamento induttivo. In conseguenza risulta aumentata l'amplificazione di conversione del pentodo.

Lo smorzamento del circuito d'ingresso del pentodo è ulteriormente diminuito con un'induttanza in serie alla griglia schermo realizzata, molto semplicemente, con i reofori del condensatore di fuga, la cui lunghezza è volutamente fissata ad un valore più elevato di quello normalmente richiesto. Con ciò non si va incontro a fenomeni di instabilità, come si potrebbe credere a prima vista.

L'effetto di tale induttanza appare infatti rilevabile soltanto per le frequenze portanti più elevate, in cui cioè la frequenza della tensione di griglia differisce considerevolmente da quella del circuito anodico, ovviamente accordato sul valore della frequenza di conversione. D'altra parte, per le frequenze portanti meno elevate la reattanza induttiva di tali connessioni è praticamente trascurabile.

L'efficacia di questo sintonizzatore è largamente dimostrata da una serie di cifre, ricavate sperimentalmente.

L'amplificazione di conversione misurata tra la griglia dell'amplificatore della frequenza intermedia e la griglia del pentodo PCF80 è uguale a 4,4 quando la larghezza della banda passante attraverso il trasformatore interposto fra i due tubi è di 6,6 Mc/s.

L'amplificazione complessiva, intesa come rapporto fra la tensione all'ingresso del tubo per la frequenza intermedia ed il primario del trasformatore di antenna, è risultata sperimentalmente uguale a 57 unità per la frequenza portante video di 210,25 Mc/s (portante audio di 215,75 Mc/s).

Interessa anche sapere che i triodi del tubo PCC84 forniscono un'amplificazione complessiva di tensione di 12,5 unità per una banda passante di 7 Mc/s e che il primario del trasformatore per la frequenza intermedia, connesso con l'anodo del pentodo PCF80 ha un'impedenza di 10 K-ohm, ivi compreso lo smorzamento apportato dal tubo. Tra gli altri dati di questo trasformatore si rilevano: l'impedenza del secondario, di 2,3 K-ohm, il prodotto k . Q tra il fattore di accoppiamento ed il coefficiente di sovratensione, di 1,75, nonchè infine l'impedenza di trasferimento, uguale a 2,1 k-ohm.

La seconda applicazione pratica del tubo PCF80 riguarda, come si è detto, l'amplificazione della tensione a video frequenza ed è considerata nello schema della fig. 4.

La tensione fornita dal diodo al germanio OA60 è fatta pervenire alla griglia di comando del pentodo mentre il triodo è fatto funzionare come ripetitore catodico. La tensione a frequenza video è ricavata tanto dal catodo quanto dall'anodo che sono connessi, rispettivamente, al catodo ed alla griglia del cinescopio. Lo scopo di questa disposizione può essere così spiegato.

Gli impulsi di sincronismo che si accompagnano alla componente a video frequenza applicata alla griglia del triodo PCF80, sono di fase positiva e provocano una corrente nel circuito di griglia che è adoperata per ricostituire la componente continua.

Senonchè con la variazione del contrasto avviene anche una variazione di tale componente alla quale ci si oppone connettendo il catodo del triodo al catodo del cinescopio, la cui griglia è invece connessa, per tramite di un condensatore di blocco, all'anodo del triodo stesso. Il rapporto fra queste due tensioni è di 4 : 1. L'amplificazione massima ottenuta da questo stadio è uguale a 40 quando l'ampiezza della tensione d'ingresso è piccola. Con il crescere di tale tensione l'amplificazione diminuisce in conseguenza alla caduta di tensione che si verifica ai capi del resistore di carico del rivelatore.

Per quanto riguarda invece il comportamento del regolatore manuale del contrasto, si riportano alcuni dati ricavati sperimentalmente. Con il regolatore in posizione di massimo contrasto e con una tensione di 90 V tra picco e picco, misurata fra il catodo e la griglia del cinescopio, si è ottenuta una amplificazione di 32 unità, che è risultata invece uguale a 4 portando il regolatore al minimo. Poichè l'amplificazione è di 40 unità quando la tensione d'ingresso è di 1,6 V tra picco e picco, la variazione totale del contrasto è di 40 : 4, ossia di 10 : 1.

Un'ultima questione che merita considerare riguarda la

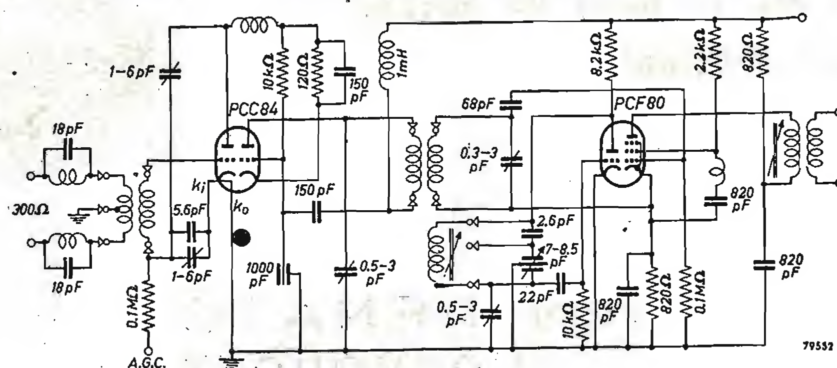


Fig. 3

capacità del condensatore in parallelo al resistore di autopolarizzazione del pentodo. L'inconveniente di dover adoperare una capacità molto elevata, è stato eliminato applicando alla griglia un potenziale fisso di —1,4 V, che può servire anche per i tubi degli stadi a frequenza intermedia. La tensione effettiva di polarizzazione del pentodo PCF80 è pertanto determinato dal potenziale fisso applicato alla griglia e dalla caduta di tensione del potenziometro collegato in serie al catodo.

Fig. 4

Con lo schema della fig. 4 le condizioni di funzionamento del tubo risultano stabilite come segue.

A) *Triodo*:

tensione anodica	Va = 153 V,
intensità della corrente anodica	Ia = 13 mA,
massima dissipazione anodica	Wa/max = 0,82 W,
tensione catodica	Vk = 09 V.

B) *Pentodo*:

tensione anodica (minimo contrasto)	Va' = 160 V,
tensione anodica (massimo contrasto)	Va'' = 95 V,
massima intensità della corrente anodica	Ia/max = 10,75 mA,
massima potenza dissipata sull'anodo	Wa/max = 1,1 W,
tensione di gr. schermo	Vg2 = 175 V,
massima intensità della corrente di gr. schermo	Ig2/max = 3,2 mA,
massima potenza dissipata dalla gr. schermo	Wg2/max = 0,56 W.,
tensione fissa di polarizzazione	Vgl = —1,4 V,
caduta di tensione ai capi del resistore in serie al catodo:	
con massimo contrasto	Vkmin = 0.2 V,
con minimo contrasto	Vkmax = 2V.

Per l'alimentazione del tubo si richiede una tensione di 175 V con 27 mA.

CRONACA INDUSTRIALE

Echi della Fiera Internazionale Campionaria di Milano

Fra le novità esposte nei posteggi della ***Ditta M. MARCUCCI & C.*** *notiamo, fra le più interessanti:*

- **un adattatore di impedenza** per impianti di antenne collettive e relative antenne adatte per tutti i canali televisivi;
- **prese e spine** per dette;
- **antenne a dipolo** per interni, fra le quali una adatta per tutti i canali;
- **un registratore a nastro di alta fedeltà;**
- **i televisori Marcucci** con mobili di stile moderno;
- **le spine e prese** a 12 poli di piccolo ingombro e spine e prese a 12 poli per tubi TV.;
- **i regolatori di tensione automatici a risonanza** e a ferro saturo.

M. MARCUCCI & C. - Milano, via F.lli Bronzetti 37, telef. 52.775

Come si conseguono in Italia i certificati internazionali di Radiotelegrafista e di Radiotelefonista

P. Soati

Riteniamo sia giunto il momento di accontentare i numerosi lettori che nel servizio « consulenza » ci hanno scritto per avere delle precise informazioni circa il programma richiesto per conseguire i certificati internazionali di radiotelegrafista di 1ª e di 2ª classe che dànno la possibilità, come è noto, di imbarcarsi in qualità di ufficiali sulle navi della marina mercantile. Cogliamo lo spunto dal nuovo decreto emanato in data 29 gennaio 1954 dai competenti Ministeri, per dare un panorama completo delle norme che regolano tali esami.

Vari tipi di certificati.

Esistono quattro tipi distinti di certificati e cioè:

a) *certificato internazionale di 1ª classe,*
b) *certificato internazionale di 2ª classe,*
c) *certificato speciale di radiotelegrafista,*
d) *certificato generale di radiotelefonista.*

Premettiamo come già detto nel « Servizio consulenza » che non è possibile conseguire i suddetti certificati seguendo un metodo autodidattico e che di conseguenza è indispensabile la frequenza di una delle numerose scuole specializzate le quali, in genere, dispongono anche degli adatti manuali oltre che della indispensabile attrezzatura tecnica.

Programma di esame per il certificato internazionale di 1.a classe di RT ad uso delle navi mercantili.

Coloro che desiderano conseguire tale certificato debbono dimostrare di essere in possesso delle seguenti cognizioni tecniche e professionali.

1) *Conoscenza dei principii generali dell'elettricità e della teoria della radiotecnica. Caratteristiche tecniche dei vari tipi di apparati R.T. e radiotelefonici utilizzati nel servizio mobile marittimo, compresi gli apparecchi per la radiogoniometria, ed il loro uso per effettuare rilevamenti radiogoniometrici, nonchè la conoscenza generale dei principi di funzionamento degli apparecchi usati per la radionavigazione.*
2) *Conoscenza teorica e pratica del funzionamento e della manutenzione di gruppi elettrogeni, accumulatori ecc., usati per la messa in funzione degli apparecchi RT, radiofonici e radiogoniometrici.*
3) *Cognizioni pratiche necessarie per riparare con i mezzi di bordo le avarie che possono verificarsi negli apparecchi RT, radiofonici e radiogoniometrici, durante il viaggio.*
4) *Attitudine alla corretta trasmissione e ricezione ad udito di gruppi di codice (costituiti di lettere, cifre e segni d'interpunzione) alla velocità minima di 20 gruppi al minuto e di un testo in linguaggio chiaro alla velocità di 25 parole al minuto. Ogni gruppo di codice deve comprendere cinque caratteri; ciascuna cifra o segno d'interpunzione conta per due caratteri. La parola media del testo in linguaggio chiaro sarà computata da cinque caratteri. Ciascuna prova di trasmissione e di ricezione avrà in generale la durata di cinque minuti.*
5) *Attitudine alla corretta trasmissione e ricezione telefonica.*
6) *Conoscenza particolareggiata dei regolamenti applicabili alle radiocomunicazioni; conoscenza dei documenti relativi alla tassazione delle radiocomunicazioni e della convenzione per la salvaguardia della vita umana in mare, relative il servizio RT.*
7) *Conoscenza della geografia generale del mondo ed in particolare delle principali linee di navigazione marittima ed aerea e delle più importanti vie di telecomunicazioni.*
8) *Sufficiente conoscenza della lingua inglese.*
9) *Cognizioni generali nautiche. Nomenclatura e manovra marinaresca. Navigazione. Elementi di diritto marittimo. Meteorologia.*

Esami scritti.

Consistono in un tema di italiano riguardante la redazione di un rapporto su argomenti attinenti il servizio radio di bordo.

In una prova su argomenti relativi la materia di cui le lettere 1), 2), 6).

Le prove saranno effettuate in giorni successivi e per ciascuna di esse il candidato avrà a disposizione tre ore.

Esami pratici.

Consistono nell'accertamento dell'attitudine alla trasmissione e ricezione secondo le modalità di cui al paragrafo 4 (ed in quella telefonica e secondo il paragrafo 5). Accertamento delle capacità nella messa in funzione, regolaggio, manutenzione, ricerca ed eliminazione dei guasti di una qualsiasi apparecchiatura radioelettrica obbligatoria o facoltativa di bordo, compresi gli apparecchi radiogoniometrici. In una prova pratica riferita alla preparazione di un marconigramma per la trasmissione (preambolo, tasse, istradamento e precedenza) ed alla ricezione e trasmissione di traffico commerciale normalmente scambiato tra stazioni mobili marittime e fra stazioni mobili e stazioni costiere con particolare riguardo alla precedura ed ai codici del servizio mobile (codice: « Q », SIMPO E SIMPFEND).

Il candidato figurerà come operatore di una delle stazioni.

Esami orali.

Consistono in colloqui che vertono sui programmi che seguono.

Programma delle prove scritte ed orali.

Radiotecnica.

Generalità sulla corrente continua. Resistenza. Legge di Ohm. Legge di Jolule. Pile ed accumulatori. Campo magnetico nella vicinanza di un circuito percorso da una corrente. Solenoide. Calamite permanenti. Elettromagneti. Suonerie. Principi del telefono. Apparecchi di misura elettromagnetici. Sensibilità. Shunts. Condizioni di impiego degli amperometri e dei voltmetri.

Extra-correnti; loro ruolo nocivo. Soppressione delle scintille di rottura. Correnti di Foucault. Principio della dinamo. Reazione di indotto. Manutenzione delle dinamo. Motori a c.c. Reostati di avviamento e regolazione. Forza contro-elettromotrice in un motore a c.c. Costituzione di un condensatore. Capacità e tensione di utilizzazione in funzione delle dimensioni e del dielettrico di un condensatore. Forma e materiale normalmente impiegati.

Energia di un condensatore carico. Capacità dei condensatori raggruppati in serie od in parallelo.

Caratteristiche di una corrente sinusoidale, periodo, frequenza, pulsazioni, differenza di fase di due correnti sinusoidali. Effetti generati da una corrente alternata. Riscaldamento. Definizione di intensità afficace. Apparecchi di misura termici. Comportamento di una induttanza o di un condensatore, sfasamento prodotto. Nozioni di impedenza. Risonanza del circuito. Alternatori e motori a c.a., trasformatori, mezzi utilizzati per raddrizzare la c.a. Raddrizzatori a secco.

Unità di misura meccaniche ed elettriche.

Produzione e distribuzione dell'energia elettrica a bordo delle navi, linee ad alta e bassa tensione. Quadri di distribuzione dell'energia.

Precauzioni da prendere contro l'alta tensione.

Cure immediate da dare alle vittime della scossa elettrica.

Elettricità.

1) *Circuiti a costanti concentrate*

Resistenze, induttanze e capacità a radiofrequenza, loro costituzione e comportamento. Coefficiente di merito di un circuito. Circuiti oscillanti in regime libero e forzato. Curve di risonanza. Influenza del coefficiente di merito sui fenomeni di risonanza. Circuiti trappola. Circuiti accoppiati. Coefficiente di accoppiamento per diversi tipi di circuiti accoppiati.

2) *Circuiti a costanti distribuite.*

Linee, onde progressive e stazionarie. Linee in quarto di onda ed a mezz'onda.

3) *Antenne e propagazione.*

Antenna unifilare. Risonanza. Influenza di una induttanza o di una capacità alla base di una antenna. Contrappesi. No-

zioni di altezza efficace e di resistenza di irradiazione. Antenne direttive.

Diagramma di irradiazione delle antenne e del telaio. Guadagno delle antenne direttive. Linee bifilari e coassiali di antenna. Adattatori di impedenza.

Accoppiatori elettronici di antenne. Nozioni sulla propagazione delle onde e.m. Classificazione delle onde secondo la frequenza. Azione prodotta dalle onde e.m. su un'antenna ricevente.

4) *Modulazione e manipolazione.*

Modulazione di ampiezza. Spettro e rappresentazione vettoriale di un'onda modulata di ampiezza con un segnale semplice e con un segnale complesso. Manipolazione telegrafica d'interruzione delle portante ed a spostamento di frequenza. Velocità di manipolazione. Spettro della manipolazione telegrafica. Battimenti. Telefonia a modulazione di frequenza.

5) *Elettronica*

Emissione termoionica. Vari tipi di tubi termoionici. Caratteristiche costruttive e tecniche. Principio del raddrizzatore a diodo. Alimentatori per trasmettitori e ricevitori radioelettrici. Amplificatori AF e BF di tensione e di potenza. Principio di funzionamento e caratteristiche dei vari tipi. Nozioni sull'impiego dei quarzi per la stabilizzazione delle frequenze. Rivelazione. Rivelatori a diodo, a triodo ed a cristallo. La conversione di frequenza. Funzionamento delle valvole convertitrici e mescolatrici. Moltiplicatore di frequenza. Modulatore di Ampiezza.

6) *Apparati radioelettrici.*

Concezione generale di un radio trasmettitore e di un ricevitore. Microfono.

Cuffia. Telefono ed altoparlante. Costituzione e principio di funzionamento di un trasmettitore e di un ricevitore per onde smorzate (B), per onde persistenti interrotte (AL), per onde persistenti modulate (A2), per telegrafia a spostamento di frequenza (FL), per telefonia a modulazione di ampiezza (A3) e a modulazione di frequenza e di fase (F3). Trasmettitori a banda laterale unica. Schema generale di un ricevitore di bordo a valvole di tipo corrente, suscettibile di funzionare in tutte le gamme del servizio mobile marittimo. Nozioni sulla selettività e sulla fedeltà di un ricevitore. Elementi di radiogoniometria e radiogoniometri. Radiofari. Principio di funzionamento di un apparecchio di autoallarme del tipo corrente.

7) *Radiotelefonia.*

Conoscenza pratica del servizio e della procedura radiotelefonica.

Caratteristiche tecniche degli impianti radioelettrici di bordo e delle relative apparecchiature.

Costituzione degli impianti radiotelegrafici di bordo per *Navi Mercantili* ad eccezione di quelle da carico di stazza lorda inferiore alle 1600 tonnellate. Sorgente di energia principale. Trasmettitore RTG principale. Impianto ricevente principale. Sorgente di energia di soccorso. Dispositivo per il passaggio dalla trasmissione alla ricezione senza commutazione manuale. Impianti radiotelegrafici. Ricevitore automatico di segnale di allarme. Trasmettitore telefonico. Trasmettitore ad onde corte non obbligatorio per navi che non escono dal Mediterraneo. Ricetrasmettitori fissi per imbarcazioni di salvataggio, telefonici per navi da carico di stazza lorda inferiore a 1.600 tonnellate. Ricetrasmettitori portatili per imbarcazioni. Ricetrasmettitori non obbligatori per motopescherecci e per navi da carico inferiori alle 500 tonnellate. Ricevitori radiofonici.

Radiogoniometria.

Installazione radiogoniometrica. Curva delle deviazioni residuali. Dispositivi di compensazione degli errori. Verifica della calibrazione di un radiogoniometro. Dispositivo elettromagnetico di sicurezza. Alimentazione dei radiogoniometri. Cenno sulle caratteristiche tecniche e sul funzionamento degli apparecchi impiegati per la radionavigazione (radar, radiofari).

Norme relative alla sistemazione degli impianti radioelettrici di bordo.

Locali e loro sistemazione. Precauzioni speciali contro gli incendi. Prelevamenti di energia elettrica dagli impianti di bordo. Norme riguardanti i trasmettitori. Sistemazione dei trasmettitori. Macchinario elettrogeneratore. Presa di terra. Ondametri. Norme riguardanti i ricevitori e gli aerei.

Leggi e regolazioni concernenti le radiocomunicazioni.

Regolamento delle radiocomunicazioni di ATLANTIC CITY, 1947. Classe di emissione delle trasmissioni. Regole generali riguardanti l'uso e l'assegnazione delle frequenze. Disposizioni speciali relative il servizio mobile marittimo. Notificazione e registrazione delle frequenze. Provvedimenti contro i disturbi. Ispezioni delle stazioni mobili. Informazione sul personale delle stazioni mobili. Procedura generale radiotelegrafica (chiamata, risposta, segnali preparatori, instradamento a fine del traffico e del lavoro). Uso delle frequenze nel servizio RTG mobile marittimo. Orario di servizio. Pericolo. Segnali di allarme, urgenza e sicurezza. Radiotelegrammi. Documenti cui devono essere fornite le stazioni di nave.

Abbreviazioni. Procedura per ottenere rilevamenti radiogoniometrici e le posizioni. Tasse sui radiotelegrammi. Lettere radiomarittime. Radiotelegrammi speciali. Ricevimento dubbio. Convenzione per la salvaguardia della vita umana in mare. Organizzazione del servizio RTG nazionale. Servizi speciali nell'interesse della radionavigazione. Servizi radiogoniometrici, di radiofaro; meteorologici, avvisi ai naviganti, ed assistenza medica.

Prove orali.

Geografia.

Nozioni di geografia fisica, politica, ed economica; dei diversi paesi del mondo. Capitali. Città, porti ed aerodromi importanti. Principali linee di navigazione marittima ed aerea e vie di telecomunicazioni più importanti.

Lingua inglese.

Il candidato deve essere capace di esprimersi in questa lingua in maniera soddisfacente tanto verbalmente quanto per iscritto con frasi alla lavagna, nonchè trasmettere e ricevere telefonicamente in detta lingua. Detta prova verte su frasi di uso corrente del servizio radio e nelle relazioni con il pubblico.

Materie nautiche.

Nomenclatura e manovra marinaresca.

Definizione della nave. Classificazione della nave secondo il mezzo di propulsione. Scafo e sue parti principali. Tipi di velieri. Tipi di piroscafo, in dipendenza del loro uso. Naviglio militare. Caratteristiche delle singole categorie di navi. Descrizione sommaria delle imbarcazioni di salvataggio e dei galleggianti. Nomenclatura navale. Lance di salvataggio per navi e loro dotazione. Cenni sulla attrezzatura velica. Manovra delle imbarcazioni a remi. Istruzione della manovra con mare grosso. Regolamento per evitare gli abbordi di mare. Sinistri marittimi: uomo in mare, incendio, abbandono della nave e norme generali da osservare. Segnali di pericolo: S.O.S. e norme relative. Apparecchi per il lancio di segnali luminosi. Soccorso al naufragio. Istruzione per nuotare in soccorso e per far rinvenire le persone che sembrano annegate. Trattamento da usare dopo che la respirazione è ristabilita al fine di ridestare il calore e la circolazione. Sintomi di morte. Estinzione di incendi. Mezzi di estinzione. Apparecchi per la respirazione nei fumi intensi. Norme vigenti.

Navigazione.

Elementi di navigazione piana e costiera. Bussola e suo impiego pratico. Vari tipi di bussola. Carte nautiche. Risoluzione grafica di problemi elementari di navigazione piana.

Elementi di diritto marittimo.

Nozioni di diritto. Diritto privato. Diritto pubblico. Diritto Internazionale. Diritto Marittimo. Marina libera e marina sovvenzionata. Porti e punti franchi. Zone franche. Del mare e delle sue ripartizioni. Alto mare, mare costiero, mare territoriale. Gente di mare. Ripartizione della gente di mare. Della nave: natura giuridica, economica e politica della nave, caratteristiche, matricola. Registro di trascrizione dei diritti di proprietà e garanzia delle navi. Registro di classificazione. Nazionalità. Carte di bordo. Visite regolamentari.

Metereologia.

Mansioni del capitano come pubblico ufficiale durante la navigazione. Potere disciplinare. Polizia della navigazione. Obbligatorietà del soccorso in mare. Dei reati marittimi e delle pene. L'equipaggio. Il contratto di arruolamento. Elementi generali di meteorologia. Strumenti di misura. Barometro e suo funzionamento. Carte sinottiche. Organizzazione nazionale ed internazionale del servizio metereologico. Norme per la compilazione dei telegrammi metereologici (bollettini) in chiaro ed in cifra. Previsioni in mare: avvisi semaforici e radiotelegrafici. Previsioni del tempo. Bollettini metereologici.

(*Continua nel prossimo fascicolo in cui si riporterà il programma di esame per il certificato internazionale di 2ª classe*).

CONSULENZA DI P. S.

Inviare le richieste di questa rubrica a Radiotecnica, Via Marconi 34, Sesto Calende

213. Licenza per radioriparazioni. Diploma di perito radiotecnico.

Sig. Ferrari G., Bergamo - Schirru G., Iglesias.

Al primo quesito abbiamo risposto ripetutamente su queste stesse colonne. Invitiamo quindi tutti i nostri lettori ai quali l'argomento può interessare a voler cortesemente consultare i numeri arretrati.

Il diploma di *Perito radiotecnico* non è possibile conseguirlo mediante preparazione presso una scuola privata. A Milano esistono scuole serali che permettono di raggiungere lo scopo.

Purtroppo in Italia la possibilità di studio è tuttora riservata ad una ristretta cerchia di privilegiati e sovente la buona volontà non è sufficiente a sopperire alle difficoltà economiche o alla lontananza dai centri di studio.

214. Resistenza elettrica del corpo umano.

Sig. Giordani G., Genova.

Secondo il Kouwenhoven W. B. (*Effects of Electricity on the Human Body - Electr. Eng.*), la resistenza opposta dal corpo umano alla corrente elettrica è di due specie. Una dovuta alla pelle e che si verifica nei punti di contatto, l'altra offerta dalla resistenza interna.

Va tenuto presente che la pelle è composta da due strati distinti. La parte superficiale o epidermide ha uno spessore compreso fra 0.05 mm e 0,2 mm. Lo strato interno o derma ha uno spessore che va da 0.5 a 1.8 mm e contiene vasi sanguigni e nervi.

L'epidermide secca offre una resistenza che può arrivare fino a 100.000 ohm per cm. quadrato. Invece la resistenza offerta dallo strato interno è molto più debole dato che i fluidi che si trovano nel corpo ed il sangue sono buoni conduttori. Quindi la resistenza interna del corpo umano può ritenersi relativamente piccola se si considera che solo le ossa sono i cattivi conduttori del corpo stesso. Il circuito elettrico corrispondente del corpo si suddivide in tre parti. Dove la corrente entra nell'epidermide agisce esclusivamente come un condensatore avente pessimo dielettrico. I tessuti del corpo hanno funzione di pure resistenze e permettono il passaggio della corrente elettrica in modo omogeneo. Nel punto dove la corrente esce abbiamo nuovamente un condensatore con dielettrico pessimo.

Effettuando un oscillogramma di corrente, applicando un potenziale continuo di 50 V ad elettrodi che si tengono in mano, dopo 5 microsecondi dalla chiusura del circuito si registra una corrente di circa 19 micro-A. Dopo 500 micro-secondi la corrente cade a 3 micro-A. A 10.000 p/s il fattore di potenza del corpo risulta, in una persona sana, di circa 0.1.

La resistenza della pelle non è costante, essa infatti varia con la quantità di umidità contenuta nella pelle stessa, con il valore della tensione applicata e con la temperatura. In condizioni di umidità quasi totale la resistenza dell'epidermide può scendere ad un valore di circa 1/100 del valore in condizioni di secchezza.

Qualora il contatto con la corrente perduri per un certo periodo di tempo, la pelle perde lo strato protettivo dando origine alle formazioni di piccole vescichette. Con una tensione di 50 V le vesciche possono formarsi in 7 od 8 secondi. La relazione passante fra una tensione a 60 p/s e la resistenza offerta al passaggio della corrente è riportata qui di seguito: *tensione alternata* 50 V; resistenza media 10.000 ohm, resistenza limite 5000/18.000 ohm; *volt. alt.* 500 V: resistenza media 1.200 ohm, resistenza limite 800/1800 ohm.

Queste letture furono fatte tre secondi dopo la chiusura del circuito su dei cadaveri: tale circuito andava dai piedi alla testa. Quando l'epidermide fu rimossa si scoprì che la resistenza era praticamente indipendente dalla tensione.

La pelle femminile in linea di massima presenta una minore resistenza di quella maschile specialmente nelle zone dell'addome e della spalla, cioè in assenza di callosità.

Particolare notevole è quello per cui la resistenza di un individuo cresce notevolmente, quasi raddoppiandosi, quando esso è addormentato.

Il percorso effettuato dalla corrente attraverso il corpo umano costituisce un fattore di grande importanza. In generale, se la corrente non incontra nel suo passaggio degli organi vitali quali il cervello, il cuore od i polmoni il danno può essere minimo salvo il caso di bruciature estese.

Da esperimenti eseguiti su dei topi sottoposti a scosse della durata di 2 secondi a 200 V e 60 p/s si è constatato che tutti gli animali nei quali la corrente fu fatta passare da una zampa anteriore all'altra morirono, mentre tutti gli altri ai quali la corrente fu fatta passare fra una gamba posteriore e l'altra sopravvissero.

Nella maggiore parte degli accidenti che si verificano nell'industria la corrente effettua un percorso che va dalle mani ai piedi con relativa inclusione del cuore e dei polmoni, la qualcosa è molto pericolosa.

Se il contatto avviene fra un braccio ed una gamba o fra le due gambe generalmente nessun organo vitale risulta incluso nel circuito ed i pericoli di morte sono molto minori.

215. Rumore di fondo in un ricevitore per c. c.

Sig. Corbellini G., Milano.

Il ricevitore da Lei segnalato è descritto nella consulenza 520 del n. 19 ed è stato realizzato da altri nostri lettori con ottimi risultati.

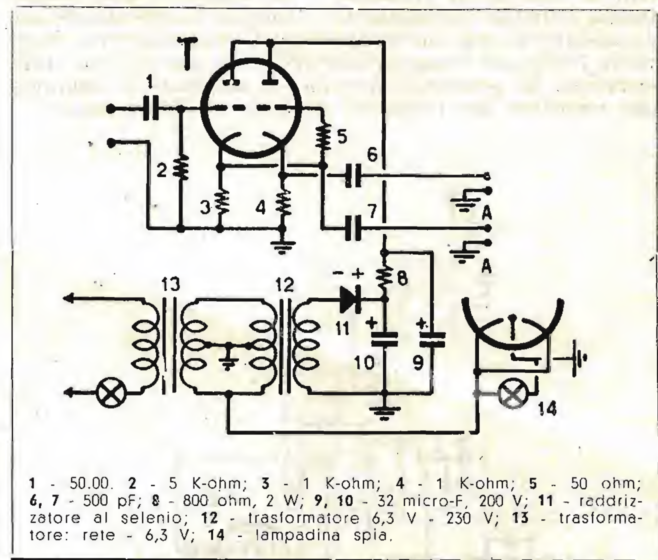
Il fatto che l'esemplare da Lei costruito funzioni egregiamente a Milano mentre manifesti del rumore di fondo in altra località dimostra che l'inconveniente (se la tensione di alimentazione è stata rispettata) non è da imputare all'apparecchio, ma bensì alla rete di alimentazione. Controlli innanzi tutto lo stato delle spazzole della dinamo e si assicuri che la presa di massa faccia un ottimo contatto con la terra. Colleghi fra le spazzole e detta massa due condensatori da 10.000 pF. A semplice titolo di prova provi anche a staccare il circuito rleativo le due lampadine da 6 volt. alle quali ha posto in serie la resistenza di caduta.

216. Radiotelefono portatile a corrente continua.

Sigg. Macchi G., Varese - G., Bergamo.

Il radiotelefono di cui alla consulenza 536 del n. 20 di questa rivista è di realizzazione abbastanza semplice e la sua messa a punto non è particolarmente complicata come del resto si può rilevare dallo schema.

La portata di un simile apparecchio dipende esclusivamente dalla località nella quale lo stesso è usato. In località aperte e relativamente elevate si possono effettuare collegamenti ad alcune decine di chilometri di distanza, in zone molto chiuse in genere il collegamento può essere assicurato a pochi chilometri di distanza.



1 - 50.00. **2** - 5 K-ohm; **3** - 1 K-ohm; **4** - 1 K-ohm; **5** - 50 ohm; **6, 7** - 500 pF; **8** - 800 ohm, 2 W; **9, 10** - 32 micro-F, 200 V; **11** - raddrizzatore al selenio; **12** - trasformatore 6,3 V - 230 V; **13** - trasformatore: rete - 6,3 V; **14** - lampadina spia.

217. Filtro Collins.

Dott. Paolo Tavani, Belgioioso.

Il valore dei due variabili del *filtro Collins* per il suo Tx deve essere di 250 pF ciascuno. La bobina dovrà essere

(*Continua a pag.* 1301)

CONSULENZA

TV - Radioapparati - Tecnica elettronica - Teoria e pratica ★ *G. Termini*

Radiotelefono da tavolo per onde metriche.

Sig. Rag. F. C., Brindisi.

Il problema del radiotelefono, già diverse volte affrontato su queste pagine, può avere una soluzione più conveniente con lo schema dato in fig. 1. Il generatore autoeccitato, realizzato con il doppio triodo ECC91 (T1) è del tipo con connessione simmetrica ed è spiegato molto agevolmente tenendo presente che le connessioni interposte nello schema fra il circuito oscillante 2 e le griglie dei triodi T1 devono essere fra loro invertite. Quando ciò avviene le tensioni che pervengono alle griglie per tramite dei condensatori 4 e 5 risultano infatti di fase opposta alla tensione alternativa che si stabilisce sull'anodo del triodo corrispondente. Si deve infatti osservare che ciascun triodo non può funzionare in regime autogeneratorico se la tensione eccitatrice non è di fase opposta a quella anodica e che per realizzare tale opposizione non si può ricavare la tensione di reazione dall'estremità del circuito oscillante connessa alla placca dello stesso triodo di cui si considera il circuito di carico.

La connessione simmetrica adottata ha lo scopo di migliorare la stabilità di frequenza e di ampiezza dello stadio. Questa attitudine autoregolatrice è spiegata completamente per via analitica ma può anche comprendersi concettualmente osservando l'effetto di compensazione provocato, per esempio, dalla variazione dei parametri elettronici di un triodo in confronto alla variazione dei parametri elettronici dell'altro triodo.

Con il funzionamento autogeneratorico del tubo T1 si ottiene una corrente a frequenza portante che è modulata in ampiezza dalla tensione a frequenza acustica che si ricava all'uscita di uno dei due secondari del trasformatore 27. Il modulatore è pertanto costituito dal triodo e dal pentodo del tubo T2 e s'intende connesso in circuito quando il commutatore R-T è posto su « T » (trasmissione). Nella posizione « R » il regime autogeneratorico del tubo T1 è interrotto a frequenza ultra-acustica dalla costante di tempo particolarmente elevata del circuito di autopolarizzazione connesso alle griglie di comando. Ciò avviene infatti per tramite della via *B* che consente di interporre in serie a tale circuito il resistore 14.

Contemporaneamente si passa con la via A dal modulatore all'ingresso del triodo T2 che avviene con il trasformatore di accoppiamento 15 e con la via C del commutatore « R-T ».

Da qui, lo schema corrisponde a quelli già dati in questa sede ma può essere interessante osservare la possibilità di apportare alcune varianti per potere inviare un *segnale di chiamata* e di ricevere nel contempo un'indicazione, luminosa od acustica, del segnale stesso di chiamata ricevuto.

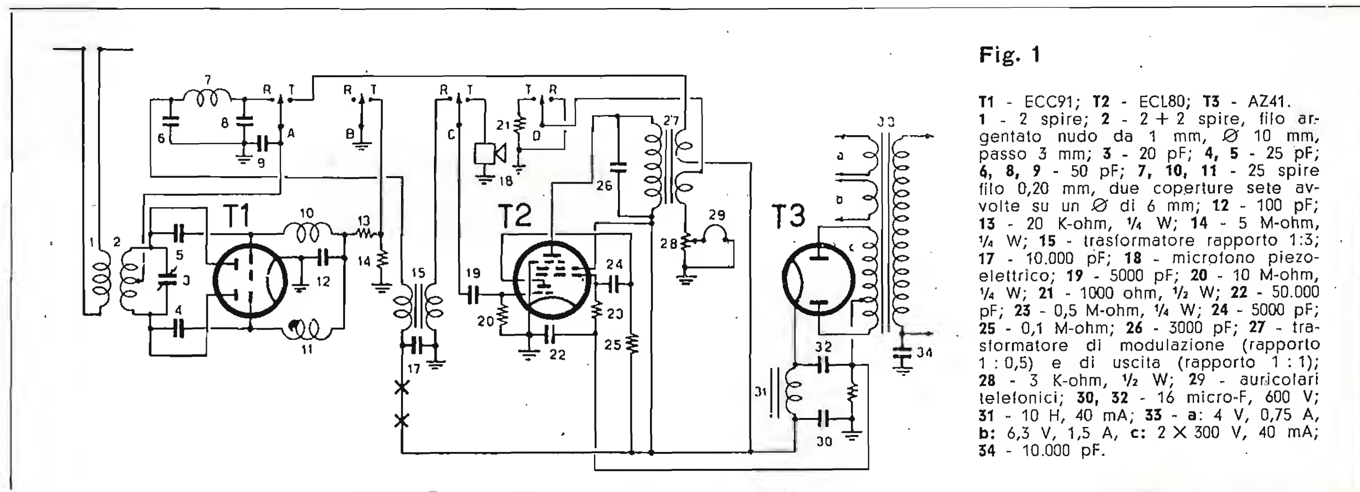


Fig. 1

T1 - ECC91; **T2** - ECL80; **T3** - AZ41. **1** - 2 spire; **2** - 2 + 2 spire, filo argentato nudo da 1 mm, Ø 10 mm, passo 3 mm; **3** - 20 pF; **4, 5** - 25 pF; **6, 8, 9** - 50 pF; **7, 10, 11** - 25 spire filo 0,20 mm, due coperture sete avvolte su un Ø di 6 mm; **12** - 100 pF; **13** - 20 K-ohm, 1/4 W; **14** - 5 M-ohm, 1/4 W; **15** - trasformatore rapporto 1:3; **17** - 10.000 pF; **18** - microfono piezoelettrico; **19** - 5000 pF; **20** - 10 M-ohm, 1/4 W; **21** - 1000 ohm, 1/2 W; **22** - 50.000 pF; **23** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **24** - 5000 pF; **25** - 0,1 M-ohm; **26** - 3000 pF; **27** - trasformatore di modulazione (rapporto 1 : 0,5) e di uscita (rapporto 1 : 1); **28** - 3 K-ohm, 1/2 W; **29** - auricolari telefonici; **30, 32** - 16 micro-F, 600 V; **31** - 10 H, 40 mA; **33** - **a**: 4 V, 0,75 A, **b:** 6,3 V, 1,5 A, **c:** 2 × 300 V, 40 mA; **34** - 10.000 pF.

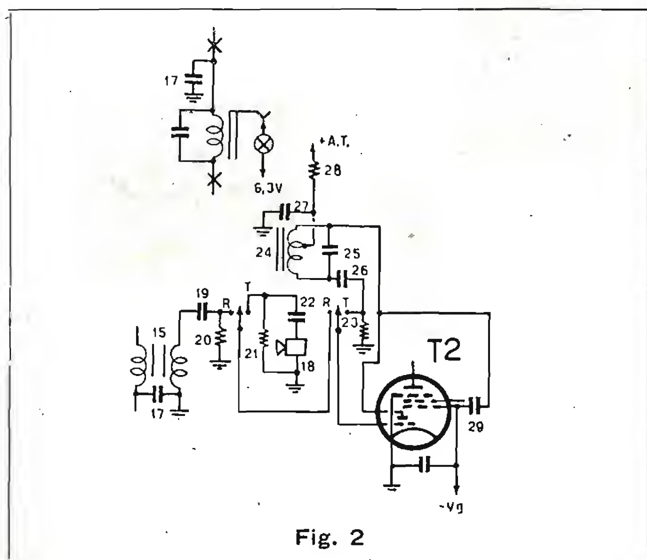


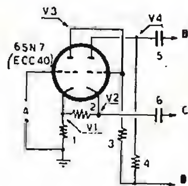
Fig. 2

Tale variante riguarda anzitutto il primario del trasformatore 17 che occorre connettere in serie ad un circuito oscillante realizzato con un condensatore e con l'avvolgimento di eccitazione di un relé destinato all'indicazione luminosa od acustica ricercata. La frequenza di accordo di questo circuito oscillante deve ovviamente coincidere con la frequenza di chiamata, più precisamente con la frequenza di funzionamento del generatore autoeccitato realizzato, in questo caso, con il triodo del tubo T2. Ciò può infatti ottenersi con una quinta via del commutatore « R-T » avente in serie, alla posizione « T », un *pulsante di chiamata* (interruttore a pressione) connesso con il reoforo del condensatore 26 che è collegato al resistore di dispersione 23 (Fig. 2).

Invertitore elettronico di fase semplificato.

Sig. D. Ciatti, Roma.

Lo schema dell'invertitore elettronico di fase, citato, è descritto nel fascicolo di settembre, 1952, della rivista « *Radio and Television News* » e si deve al Sig. W. Creviston. Si tratta di una disposizione progettata per l'amplificatore Williamson nella quale si è ricorso simultaneamente alla reazione positiva ed a quella negativa, allo scopo di accrescere l'amplificazione dell'insieme e di conseguire, nel tempo, una rilevante stabilità di funzionamento. L'amplificazione misurata tra i due morsetti di uscita e quello d'ingresso è risultata uguale a 21 unità con il doppio triodo 6SN7, mentre risulta di 14 unità nel caso che in serie al catodo del triodo di sinistra si abbia un resistore di 470 ohm shuntato con un condensatore di capacità adeguata. La reazione negativa di cui si parla è appunto conseguente alla mancanza di questo condensatore, mentre la reazione positiva è provocata dalla connessione realizzata fra i catodi dei due tubi.



La disposizione appare senz'altro conveniente anche con il doppio triodo ECC40 ed è precisata nella fig. 3 in cui ci si riferisce appunto a questo tubo, per molti aspetti preferibile al tubo 6SN7.

Sintonizzatore AM - FM - TV (canale audio), comprendente tre pentodi EF80, un triodo-eptodo ECH81, ed un bidiodo-triodo EBC41.
Procedimento per l'allineamento strumentale degli stadi per FM (fig. 6).

Sig. F. Podestà, Cagliari.

Lo schema del sintonizzatore AM-FM-TV, riportato a pag. 1229 (fascicolo N. 38) non può servire per i tubi in questione. Lo schema che si propone è dato in fig. 4 ed utilizza i tre pentodi EF80 per l'amplificazione a frequenza portante (stadio preselettore, tubo T1) e per l'amplificazione delle frequenze intermedie (tubi T3 e T5). La conversione di frequenza è affidata al triodo-eptodo ECH81 (tubo T2). La rivelazione della tensione modulata in ampiezza è ottenuta con un diodo del tubo EBC 41 (T4) il cui triodo serve ad amplificare tanto la tensione a frequenza acustica ottenuta all'uscita di questo rivelatore, quanto quella che si ha dal rivelatore a rapporto, realizzato con i due diodi 78 e 79.

Per passare dalla modulazione di ampiezza a quella di frequenza, ma ivi pertanto compreso anche il canale audio delle trasmissioni televisive, si adopera un commutatore a due vie, sei posizioni, che s'intende del tipo con separatori metallici schermanti interposti fra i diversi settori di commutazione. La via *A* riguarda il circuito d'ingresso dello stadio preselettore e s'intende interposta fra la griglia di controllo del tubo, il circuito di accordo per FM ed il commutatore di gamma del gruppo per la modulazione di ampiezza.

L'accoppiamento fra questa via e la griglia del tubo avviene per tramite del condensatore 9 con il quale si evita il corto circuito della tensione del c.a.s

La via *B* interessa invece il circuito di comando dell'eptodo T1 in cui si ha un circuito aperiodico quando si ricevono le trasmissioni modulate in ampiezza, mentre si adopera un circuito oscillante per quelle modulate in frequenza. Seguono le vie *C* e *D*, connesse ai due elettrodi (griglia e placca) del generatore per la tensione locale. Questi è del tipo Meissner con circuito accordato sulla griglia per la modulazione di ampiezza (ciò avviene quando il condensatore 42 erroneamente connesso alla placca del triodo è invece collegato alla via *C* del commutatore AM-FM-TV) e segue la disposizione più semplice del Colpitts per la modulazione di frequenza.

Si ha quindi la via *E* che è adoperata per cortocircuitare il primario del primo trasformatore per 467 kc/s, quando si ricevono le trasmissioni modulate in frequenza. La via F, interessa in fine, il circuito di griglia dell'amplificatore di tensione a frequenza acustica e serve per passare dal diodo del tubo EBC41 (T4) ai diodi al germanio (78,79) del rivelatore a rapporto.

Il sintonizzatore comprende il controllo automatico di sensibilità, ritardato, durante il funzionamento in AM dalla tensione che si ha ai capi del resistore 66 di autopolarizzazione, in serie al catodo del tubo T4. Tale tensione che è esclusa dall'eptodo T2 per migliorare il rapporto segnale/disturbo e per non andare incontro a variazioni della frequenza locale, è anche presente quando si ricevono le trasmissioni modulate in frequenza in quanto tra la massa e l'uscita del diodo 78 si stabilisce una tensione negativa proporzionale al valore medio della tensione incidente.

Per quanto riguarda l'allineamento dei circuiti oscillanti accordati sulla frequenza intermedia di 10,7 Mc/s (commutatore su « FM-TV »), si possono seguire due procedimenti diversi a seconda delle apparecchiature disponibili. Il primo si riferisce all'uso di un *voltmetro elettronico* e di un *generatore di segnali non modulati*. Con il secondo procedimento si adopera *l'oscillografo* ed il *generatore di segnali modulati in frequenza*.

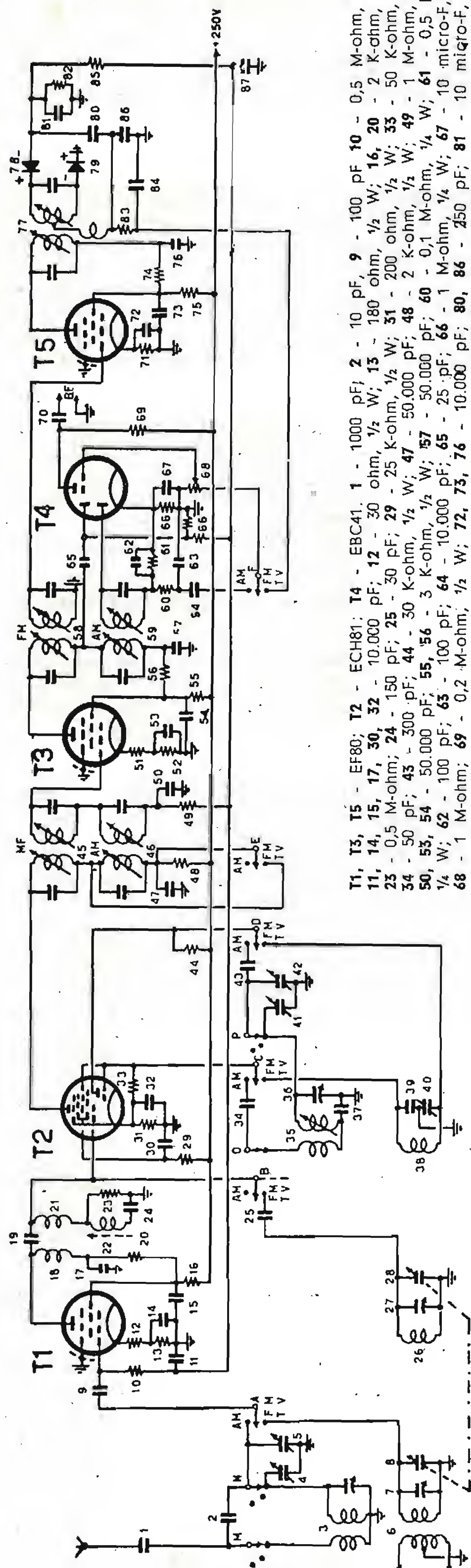


Fig. 4

T1, T3, T5 - EF80; **T2** - ECH81; **T4** - EBC41. **1** - 1000 pF; **2** - 10 pF, **9** - 100 pF **10** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **11, 14, 15, 17, 30, 32** - 10.000 pF; **12** - 30 ohm, 1/2 W; **13** - 180 ohm, 1/2 W; **16, 20** - 2 K-ohm, 1/2 W; **23** - 0,5 M-ohm; **24** - 150 pF; **25** - 30 pF; **29** - 25 K-ohm, 1/2 W; **31** - 200 ohm, 1/2 W; **33** - 50 K-ohm, 1/4 W; **34** - 50 pF; **43** - 300 pF; **44** - 30 K-ohm, 1/2 W; **47** - 50.000 pF; **48** - 2 K-ohm, 1/2 W; **49** - 1 M-ohm, 1/4 W; **50, 53, 54** - 50.000 pF; **55, 56** - 3 K-ohm, 1/2 W; **57** - 50.000 pF; **60** - 0,1 M-ohm, 1/4 W; **61** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **62** - 100 pF; **63** - 100 pF; **64** - 10.000 pF; **65** - 25 pF; **66** - 1 M-ohm, 1/4 W; **67** - 10 micro-F, 30 V; **68** - 1 M-ohm; **69** - 0,2 M-ohm, 1/2 W; **72, 73, 76** - 10.000 pF; **80, 86** - 250 pF; **81** - 10 micro-F, 30 V; **82** - 0,1 M-ohm; **83** - 50 K-ohm; **84** - 1000 pF; **85** - 1 M-ohm, 1/4 W; **87** - 50.000 pF.

Nel caso del rivelatore e rapporto adoperato in questo schema si procede come segue:

1) Si connette la testa esploratrice del voltmetro elettronico fra il potenziale di riferimento (massa) ed il terminale del diodo al germanio 78 connesso ai condensatori 80,81 ed ai resistori 82,85 ossia dal terminale, per intenderci, dal quale si ricava la tensione addizionale di polarizzazione del c.a.s.

2) Si sintonizza il generatore di segnali sul valore della frequenza intermedia prevista (10,7 Mc/s) e si applica tale tensione fra la massa e la griglia di comando del pentodo T5.

3) Si accorda il primario del trasformatore 77 fino ad ottenere la massima deviazione dello strumento del voltmetro elettronico.

4) Si connette il voltmetro elettronico all'ingresso dell'amplificatore della tensione a frequenza acustica, più precisamente fra la massa e la griglia del triodo T4 e si accorda il secondario del trasformatore 77 fino ad annullare la deviazione dello strumento.

5) Si sintonizza il generatore di segnali sulla frequenza di 10,75 Mc/s e si prende nota della tensione indicata dal voltmetro elettronico. Questo valore deve coincidere con quello ottenuto sintonizzando il generatore sulla frequenza di 10,65 Mc/s. Quando ciò avviene la caratteristica del rivelatore risulta lineare.

6) Si effettua l'accordo dei circuiti oscillanti che si comprendono fra l'ingresso del tubo T5 e l'uscita dell'eptodo T2 sintonizzando il generatore di segnali sulla frequenza di 10,7 Mc/s e connettendo il voltmetro elettronico fra la griglia di comando ed il catodo del tubo T5. L'allineamento è da considerare raggiunto in corrispondenza alla massima deviazione dello strumento.

Ponte radio per ricevere le trasmissioni televisive in vallata.

Sig. M. R., Cuneo.

Il trasporto via radio della trasmissione televisiva dalla vetta del monte alla vallata, non è consentito dalla legislazione vigente. Il problema può essere risolto con un cavo coassiale e con due addizionatori (booster) connessi, rispettivamente, all'ingresso ed all'uscita del cavo coassiale stesso. Un progetto in tal senso non può essere completamente risolto in via teorica in quanto non si conosce nè l'intensità del campo elettromagnetico provocato dalla stazione trasmittente, nè la distanza interposta fra l'antenna ed i televisori.

A. Significato di « trasformatore per linea bilanciata.

Sig. Dott. Ing. C. L., Bari.

La locuzione si riferisce al circuito d'ingresso dei televisori che, se è previsto per ricevere una linea bifilare, presenta un centro elettrico collegato a massa, rispetto al quale, i due estremi presentano la medesima impedenza. Ciò significa, in altre parole, che si ha a che fare con un trasformatore il cui primario, essendo provvisto di centro elettrico, risulta bilanciato (impedenze dei due semi-avvolgimenti uguali) rispetto al potenziale di riferimento (massa) al quale è collegato il centro elettrico stesso.

Un significato più preciso di questa locuzione è dato dalla linea bifilare interposta tra il circuito d'ingresso e la massa. Tale linea, ovviamente richiesta per un trasformatore bilanciato, è caratterizzata dal valore uniforme della capacità esistente, entro l'intera lunghezza, fra ciascun conduttore della linea stessa e la massa.

B. Scopo del resistore in serie alla griglia di controllo dell'amplificatore di potenza.

In un edificio elettrodico, comunque costituito, si individuano delle capacità e delle induttanze proprie e mutue, determinanti una frequenza di risonanza molto elevata detta *frequenza spuria*. Da qui la possibilità di avere una corrente persistente di tale frequenza e pertanto indesiderata, alla quale ci si oppone appunto con un resistore di smorzamento connesso in serie alla griglia di controllo. Si consegue anche una diminuzione dell'intensità della corrente di griglia nel caso, molto spesso incontrato in pratica, che il tubo sia fatto funzionare in classe A1, ossia con tensione eccitatrice interessante il tratto rettilineo ma con ampiezza sufficente per invadere la regione positiva delle tensioni di griglia. Questa corrente determina infatti la quantità di elettricità che perviene al condensatore collegato in serie alla griglia di controllo e che provoca una tensione, negativa andando dalla griglia al catodo, e quindi una variazione non desiderata delle condizioni prestabilite di funzionamento del tubo.

Il problema della misura di potenza a frequenza acustica, è oggi essenzialmente risolto con due procedimenti diversi.

C. Misura della potenza di uscita di un ricevitore e di un amplificatore. Interpretazione del valore precisato in proposito dal costruttore.

Con il primo l'impedenza del carico anodico è sostituita da un'impedenza di uguale valore rappresentata dai morsetti d'ingresso dell'apparecchiatura destinata a misurare la potenza erogata. Il secondo procedimento esclude tale sostituzione e richiede di effettuare la misura della tensione ai capi del carico anodico per poter conoscere, col calcolo, il valore della potenza erogata.

Le apparecchiature relative al primo procedimento adoperano un trasformatore per realizzare il carico anodico dell'amplificatore di potenza e per conseguire il necessario adattamento con l'impedenza del circuito comprendente lo strumento ed i resistori di portata. Da qui una considerevole imprecisione provocata dai flussi dispersi, inevitabilmente presenti quando si predispongono delle prese cioè, in effetti, delle notevoli variazioni del rapporto di trasformazione.

Una soluzione migliore può essere ottenuta sostituendo al trasformatore di adattamento un resistore con prese.

Il secondo procedimento, alquanto più laborioso, consiste nel misurare con un voltmetro elettronico la tensione ai capi del carico anodico per risalire quindi con la formula $P = V^2/Z$ alla potenza erogata. S'intende che occorre conoscere l'impedenza del carico e che la frequenza con la quale si misura tale impedenza deve corrispondere al valore di 400 c/s stabilito per ricavare la potenza di uscita.

Per quanto riguarda il valore della potenza di uscita fornito dal costruttore, si deve distinguere il *valore massimo*, corrispondente ad un « per cento » della distorsione complessiva, ed il valore massimo ricavato senza computare tale percentuale. In realtà, una precisazione numerica in tal senso è da considerare poco utile, sia ai fini della reale conoscenza della prestazione del ricevitore o dell'amplificatore, sia anche per procedere a congrui confronti con altre apparecchiature. Occorre cioè precisare anche il livello del rumore di fondo, il che è fatto normalmente riferendolo tanto alla massima uscita quanto alla potenza « standard » di 50 mW. Si dice cioè che la massima potenza di uscita è, per esempio, di 4 W con un rumore di fondo di 30 dB sotto tale livello, oppure che con 50 mW di uscita si ha un rumore di fondo, per esempio, di 20 dB sotto tale livello.

La misura, che è riferita in ogni caso, ad una tensione a frequenza portante modulata con profondità del 30% con la frequenza di 400 c/s, è normalmente accompagnata dal grafico *livello-frequenza* nel quale cioè è riportato il legame fra la potenza di uscita ed il valore della frequenza modulante.

D. Funzionamento del generatore autoeccitato E.C.O.

Il generatore autoeccitato E.C.O., cioè con accoppiamento autotrasformatorico fra griglia e catodo, non differisce essenzialmente dal generatore Hartley nel quale l'accoppiamento fra griglia ed anodo avviene infatti per via autotrasformatorica. Di ciò ci si rende conto immediatamente considerando che la tensione di reazione è provocata in ogni caso dalla componente alternativa della corrente anodica.

La disposizione appare tuttavia molto conveniente e pertanto preferibile a quella dell'Hartley con qualunque tipo di tubo. Infatti, mentre con il pentodo rimane interposta la griglia schermo tra il circuito anodico di carico ed il circuito oscillante del generatore (in conseguenza a ciò la frequenza di funzionamento non risente, almeno entro certi limiti, delle variazioni eventualmente presenti nel carico), si consegue il vantaggio con i triodi di poter connettere a massa l'incastellatura metallica del condensatore variabile, usualmente a contatto con il rotore.

E' comunque interessante osservare che l'edificio elettrodico di un pentodo connesso con lo schema dell'E.C.O., risulta sostanzialmente suddiviso in due parti. Si ha cioè un triodo autogeneratorico comprendente il catodo, la griglia di comando e la griglia schermo, rispetto al quale la placca esercita una funzione amplificatrice. Da qui anche la possibilità di ricavare dal tubo un multipllo dellla frequenza fondamentale di funzionamento accordando il circuito anodico sul valore di tale multiplo (normalmente il doppio).

Nè si può fare a meno di osservare che la suddivisione in due parti dell'edificio elettrodico è realmente realizzata in quanto il potenziale ad alta frequenza tra la griglia schermo e la massa è nullo in conseguenza alla connessione capacitiva interposta fra la griglia schermo stessa e la massa. Per tale fatto si consegue appunto la separazione accennata fra il sistema generatorico e l'uscita e si ottiene, in conseguenza, una cospicua stabilità di funzionamento.

E. Tubo 6SA7. Connessioni al portatubo.

Il tubo 6SA7, serve per la conversione di frequenza nei

ricevitori a supereterodina, ed è costruito in due tipi, distinti rispettivamente con le siglie G/d e GT.

Le caratteristiche tecniche e d'impiego dei due tipi sono pressochè identiche. Nel tubo 6SA7-G/d la griglia di comando è connessa al cappuccio mentre nel tubo 6SA7-GT tale connessione e predisposta nello zoccolo d'innesto al portatubo. Oltre a ciò sono diverse le dimensioni d'ingombro; esse risultano uguali a 116 mm di altezza zoccolo compreso) e 38 mm di diametro per il tubo 6SA7-G/d, 84 mm di altezza e 28,5 mm per il tubo 6SA7-GT.

Le connessioni al portatubo, riferite alla numerazione in senso orario delle sedi di innesto, risultano così stabilite:

	6SA7-G/d	6SA7-GT
riscaldatore del catodo:	2-7	2-7
catodo:	8	6
griglia oscillatrice (gl):	5	5
griglie schermo (g2,5):	4	4
griglia di comando (g3):	cappuccio	8
griglia soppressore (g5):	1	6
anodo:	3	3

I dati tecnici d'impiego che seguono si riferiscono a due diverse condizioni di funzionamento, ossia con una sezione in regime autogeneratorico Hartley (2 V di cresta nel circuito del catodo) e con generatore separato per la tensione locale che s'intende applicata alla griglia oscillatrice gl.

Si ha pertanto:

1) per il tubo 6SA7-G/d:

eccitazione	*interna*		*esterna*	
Va	100	250 V	100	250 V
Vg2-4	100	100 V	100	100 V
Vg3	0	0 V	—2	—2 V
Vg5	0	0 V	0	0 V
Rgl	20	20 K-ohm	20	20 K-ohm
Ra	0,5	0,8 M-ohm	0,5	0,8 M-ohm
Sc	425	450 μA/V	425	425 μA/V
Vg3 per Sc = = 5 μA/V	—35	—35 V	—35	—35 V
Ia	3,2	3,4 mA	3,2	3,4 mA
Ig2,4	8	8 mA	8	8 mA
Igl	0,5	0,5 mA	0,5	0,5 mA
Ik	11,7	11,9 mA	11,7	11,7 mA

2) per il tubo 6SA7-GT:

eccitazione	*interna*		*esterna*	
Va	100	250 V	100	250 V
Vg2-4	100	100 V	100	100 V
Vg3	0	0 V	—2	—2 V
Rgl	20	20 K-ohm	20	20 K-ohm
Ra	0,5	1 M-ohm	0,5	1 M-ohm
Sc	425	450 μA/V	425	450 μA/V
Sc per Vg3 = = 35 V	2	2 μA/V	2	2 μA/V
Ia	3,3	3,5 mA	3,3	3,5 mA
Ig2	8,5	8,5 mA	8,5	8,5 mA

Ringrazio vivamente per il plauso e per le gentili espressioni inviatemi.

A. Evanescenza irregolare, accompagna da distorsione.

Sig. F. Angelelli, Fabriano (Ancona).

La variazione con legge irregolare della sensibilità, cioè dell'amplificazione, è molto spesso provocata dal funzionamento anormale di un tubo, specie di quello per la conversione delle frequenze portanti. Diversamente si tratta di una variazione importante della tensione della rete a c.a. alla quale è connesso il ricevitore, oppure anche del fatto che il valore di un elemento (per lo più un resistore od un condensatore) varia nel tempo con legge, evidentemente, imprecisabile.

La rettilineità della curva di risposta nella regione delle frequenze più elevate dello spettro dipende essenzialmente dall'importo dei flussi dispersi degli avvolgimenti e da quello della capacità distribuita degli avvolgimenti stessi del trasformatore di uscita. Ne viene di conseguenza che un aumento non improbabile di tale capacità, può provocare la causa lamentata. Diversamente è avvenuta una variazione, più precisamente un aumento, del valore della capacità connessa in parallelo al primario.

B. Scarsa riproduzione delle frequenze acustiche più elevate.

Nè si può dimenticare l'effetto nel tempo sul cono delle condizioni ambientali quali l'umidità, le variazioni di temperatura, ecc. Può verificarsi cioè una variazione strutturale permanente che impedisce alle parti del cono più lontane dalla bobina mobile di seguire le oscillazioni a frequenza elevata. Da qui una diminuzione della massa vibrante del cono e quindi una corrispondente minore potenza di uscita.

C. Effetto della risonanza acustica del mobile.

I fenomeni che s'incontrano in tal caso sono rappresentati dall'accrescimento della potenza di uscita e dalla formazione di oscillazioni sulla superficie del cono dell'altoparlante.

L'inconveniente è eliminato accrescendo con pareti interne la massa del mobile ed anche interponendo tra l'altoparlante ed il mobile un isolante acustico.

D. Filtro per attenuare il fruscìo dell'ago.

La costituzione di un filtro del genere si deduce dalla regione dello spettro occupato dalle componenti sinusoidali costituenti appunto quello che è detto *fruscìo* o *rumore di superficie*.

Senonchè, oltre a sapere che la frequenza di tali componenti è superiore a 4000 c/s, occorre anche considerare che il risultato è soddisfacente solo quando la curva di risposta del fonorivelatore dimostra di avere un rapporto non troppo basso fra la regione delle frequenze medie (400 ÷ 3000 c/s) e quella delle frequenze elevate (3000 ÷ 4000 c/s).

L'attenuazione provocata dal filtro sulle frequenze di poco inferiori al valore di 4000 c/s è infatti diversamente poco accettabile se non ricorrendo a disposizioni molto complesse e pertanto per altre ragioni non consigliabili.

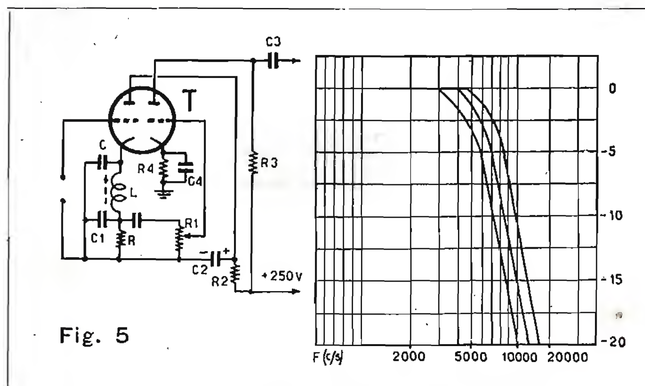


Fig. 5

Lo schema più semplice di un filtro per attenuare il fruscìo dell'ago, si ricava dal fascicolo di novembre 1951 di « Audio Engineering » ed è stato costruito da *C. Levin*. Si tratta di un filtro passa basso, connesso in serie al catodo, che comprende una bobina di 10 mH quando il nucleo di polvere di ferro è escluso. La frequenza di taglio risulta inversamente proporzionale, in tal caso, all'induttanza della bobina e può essere facilmente modificata con il nucleo in questione, come è dimostrato dal grafico che si unisce. L'autore mette anche in evidenza il fatto che il resistore *R* in serie al catodo rappresenta uno smorzamento e che la fiancata della curva di attenuazione non è preceduta, per tale fatto da una deformazione a forma di cuspide.

A. A proposito di un particolare funzionamento del triodo-eptodo ECH 4.

Sig. A. Benano, Genova-Certosa.

Per realizzare con l'eptodo il cambiamento delle frequenze portanti nella frequenza intermedia, appare molto conveniente lo schema data in fig. 2. Con esso si evita infatti il trascinamento di frequenza lamentato perchè il circuito oscillante del generatore per la frequenza locale è separato dal circuito selettore dalla griglia schermo che è collegata a massa con il condensatore 5. Ciò significa che la componente capacitiva a frequenza locale è esclusa da tale elettrodo e che il potenziale corrispondente è, in conseguenza, nullo.

Per quanto riguarda la possibilità di adoperare i normali gruppi ad A.F. approntati dall'industria, si fa osservare quanto segue. La disposizione del circuito d'ingresso, adottata nello schema, cioè l'accoppiamento capacitivo interposto fra l'antenna ed il circuito selettore, può essere ovviamente sostituita dall'accoppiamento a trasformatore del tipo con primario ad alta impedenza, usualmente realizzato nei gruppi di cui sopra. Quest'ultima soluzione è realmente da preferire perchè oltre a rendere trascurabile la dissintonia, cioè la variazione della frequenza di accordo del circuito selettore provocata dall'an-

tenna, ha anche il vantaggio di fornire una tensione a frequenza portante poco diversa, passando da un estremo all'altro del campo d'onda. L'accoppiamento per capacità, evidentemente più semplice, può avvenire mediante un condensatore semifisso quando si vuole poter variare il valore della tensione trasferita dall'antenna al circuito selettore.

Oltre a collegare a massa l'estremo della bobina di accordo, normalmente previsto per ricevere la tensione del c.a.s., si deve modificare anche il circuito del generatore locale, più

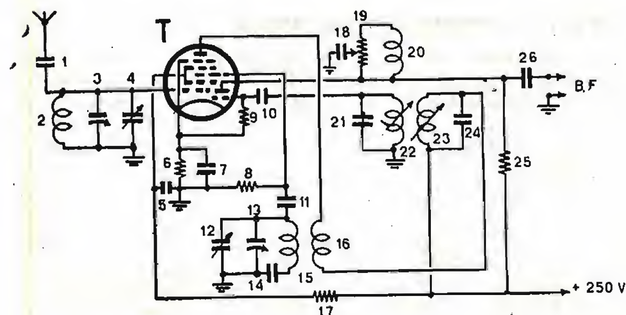


Fig 6

T - ECH4; **1** - 25 pF; **2** - bobina di accordo del circuito selettore; **3, 13** - compensatori di allineamento; **4, 12** - 420 pF; **5, 7** - 50.000 pF; **8** - 50 K-ohm, 1/4 W; **9** - 2 M-ohm, 1/4 W; **10** - 200 pF; **11** - 50 pF; **14** - padding; **15** - bobina di accordo del generatore per la frequenza locale; **16** - bobina di reazione; **17** - 50 K-ohm, 1/2 W; **18** - 50÷100 pF; **19** - 30 K-ohm; **20** - bobina di reazione del circuito per la frequenza intermedia; **21, 24** - condensatori fissi di accordo del trasformatore per 467 kc/s; **22, 23** - bobine di accordo per 467 kc/s; **25** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **26** - 10.000 pF.

precisamente la bobina di reazione, quasi sempre collegata a massa od al padding per consentire l'alimentazione in parallelo dell'anodo del generatore locale.

Nè è infine da dimenticare la bobina di reazione 20, accoppiata al secondario del trasformatore per la frequenza intermedia. Si tratta di avvolgere non meno di 25 spire di filo smaltato da 0,10 mm di diametro ad 1 mm circa di distanza dalla bobina 22. Il potenziometro 19, adoperato per regolare l'effetto retroattivo, s'intende sostituito in pratica con due resistori fissi aventi il medesimo valore dei rami del potenziometro. Tali valori dipendono dall'intensità del segnale incidente e devono pertanto ricercarsi quando si riceve la stazione locale più potente.

B) Connettendo in serie alla griglia schermo un resistore da 2 K-ohm shuntato con un condensatore di capacità adeguata (il condensatore interposto fra la griglia schermo e la massa risulta in realtà in parallelo al resistore) si ottiene di diminuire la tensione di alimentazione della griglia schermo. Lo scopo è di avere su questo elettrodo una tensione pressochè uguale ma non superiore a quella realmente applicata all'anodo e che è calcolata dalla differenza fra la tensione disponibile e la c. di t. provocata dal primario del trasformatore di uscita. Segue una diminuzione della corrente di griglia schermo e quindi un aumento, molto conveniente della corrente anodica. Il vantaggio che se ne ottiene è evidente nel caso che si consideri quel che avviene quando alla griglia di comando è applicata una tensione alternativa non indifferente. Durante la semialternanza positiva di tale tensione si verifica un aumento della corrente di griglia schermo, aumento che è tanto più considerevole quanto più è elevata la tensione applicata a tale elettrodo. Una variazione in tal senso, per altro inevitabile, non ha alcun effetto se è accompagnata da un'analoga variazione di corrente anodica. Senonchè ciò non avviene quando la griglia schermo, che risulta più vicina al catodo, ha una tensione più elevata di quella applicata alla placca.

Si può cioè dire che la distribuzione delle correnti sui diversi piani dell'edificio elettrodico, evidentemente determinata dai valori delle tensioni applicate ad essi, risulta più conveniente per quanto riguarda il legame fra il circuito comandato (anodo) ed il circuito di comando (griglia controllo) quando la griglia schermo ha un potenziale uguale od inferiore (ma non superiore) al potenziale anodico. Da qui appunto lo scopo del resistore in questione.

C) L'esame dettagliato degli stadi di un moderno ricevitore a supereterodina, rappresenta un argomento molto interessante del quale si dà senz'altro inizio nel prossimo fascicolo riportando il testo registrato delle lezioni tenute dallo scrivente al corso di radiotecnica, svolto nella sede dell'Istituto Professionale di Stato L. Settembrini.

B. Scopo del resistore da 2 K-ohm connesso in serie alla griglia schermo dell'amplificatore di potenza.

Sig. A. F., Bologna.

Per avere un campo magnetico il cui asse di simmetria coincida con l'asse ottico della lente elettronica, quale è richiesto per concentrare il fascio catodico, si può ricorrere tanto ad una lente elettromagnetica quanto ad una lente magnetica. Queste ultime sono ora largamente preferite alle prime per diversi vantaggi quali, in particolare, la potenza spesa per la creazione del campo magnetico, che è evidentemente nulla ed il costo, che risulta molto minore. Si può aggiungere anche a ciò che viene a mancare una sorgente di calore e che si eliminano diverse connessioni.

Il materiale con cui si costruiscono in pratica le lenti magnetiche, è caratterizzato dall'elevato valore della *forza coercitiva*, in quanto ciò consente di diminuire notevolmente il flusso disperso in senso assiale. Si comprende subito tale necessità considerando quel che avviene nei cinescopi a cannone elettronico inclinato in cui cioè la lente magnetica è interposta fra la trappola ionica ed il giogo di deflessione. Nel caso che il campo della lente sia ancora importante nell'area occupata dalla trappola ionica, l'angolo di deviazione del fascio di elettroni varia modificando la posizione e l'intensità del campo della lente stessa. Da qui anzitutto una diminuzione di luminosità provocata dal fatto che una parte del fascio elettronico è intercettata dall'anodo del cannone inclinato. Oltre a ciò l'asse di simmetria dell'area dello schermo interessata dal raggio catodico non coincide con l'asse di simmetria del cinescopio. D'altra parte se il campo magnetico della lente è ancora importante nell'area occupata dal giogo di deflessione, l'immagine subisce una ruotazione e risulta avere anche delle deformazioni variabili con la posizione della lente stessa. Da qui la necessità di spostare tanto la trappola ionica quanto il giogo di deflessione e quindi una complicazione poco conveniente.

Le lenti magnetiche costruite normalmente sono rappresentate da un anello di lega *ticonal* (titanio-cobalto-nichel-alluminio), magnetizzato assialmente e provvisto di espansioni polari. La distribuzione del campio magnetico segue l'aspetto dato nella fig. 4 in cui si è riportato anche un anello di ferro

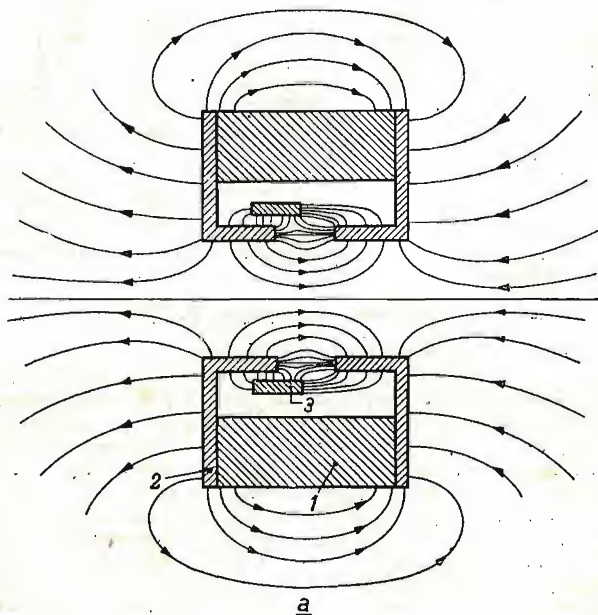


Fig. 7

Rappresentazione schematica della disposizione costruttiva di una lente magnetica e dell'andamento delle linee di forza.
1 - anello di materiale magnetico; **2** - espansioni polari; **3** - anello di ferro dolce.

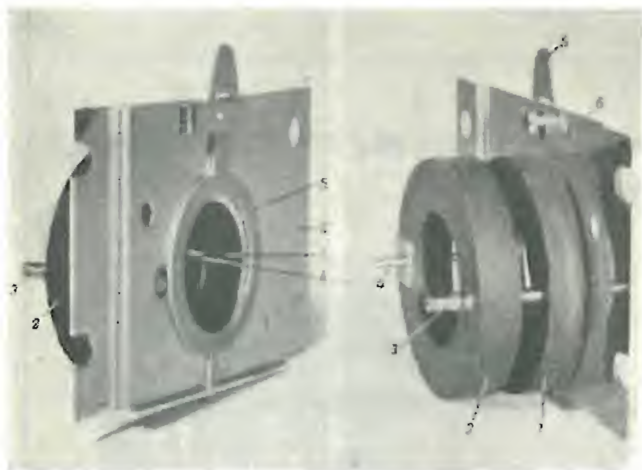


Fig. 8

1,2 - anelli di **ferroxdure** magnetizzati in senso opposto; **3** - vite di regolazione della distanza fra i due anelli cioè, in definitiva, dell'intensità del campo magnetico della lente; **4** - perno di guida; **5** - nucleo di ferro dolce la cui posizione può essere modificata allo scopo di centrare il fascio elettronico; **6** - piastra di alluminio.

dolce, spostabile a volontà entro l'area delle espansioni polari ed avente pertanto lo scopo di variare l'intensità del campo di concentrazione.

Le lenti di *ferroxdure,* costruito dalla « Philips », comprendono due anelli separati magnetizzati assialmente in modo che la direzione del campo di ciascuno anello sia in senso contrario a quella del campo dell'altro anello.

Da qui una compensazione dei campi dispersi. *L'intensità del campo di concentrazione creato da una lente di ferroxdure è modificata facendo variare, molto semplicemente, la distanza fra i due anelli* (fig. 5).

E' infatti evidente che con il crescere di tale distanza cresce anche l'intensità del campo perchè diminuisce l'effetto di compensazione esercitato dal campo magnetico di un anello su quello dell'altro anello. Diminuisce però anche, in tal caso, l'effetto di annullamento dei campi dispersi che risultano però sempre molto inferiori, almeno nei limiti delle regolazioni pratiche richieste, a quelli che si hanno con una lente magnetica di vecchio tipo.

La conseguenza più immediata di un tale stato di caso è rappresentata dalla pressochè completa indipendenza dei tre organi di regolazione del fascio elettronico, vale a dire della trappola ionica, della lente di concentrazione e del giogo di deflessione.

Per quanto riguarda invece le diverse altre applicazioni del *ferroxdure*, si rimanda alla trattazione più completa, già in corso di avanzata preparazione e che sarà pubblicata quanto prima su queste pagine.

Ricevitore a supereterodina per due campi d'onda. Tubi 6L7, 78, 6K7, 6Q7, 6V6, 5Y3.

Sig. A. Menchini, Roma.

Lo schema del ricevitore, che è dato in fig. 6, segue la disposizione classica e presenta una sola particolarità nel circuito del c.a.s. che è ad azione ritardata dalla tensione di polarizzazione del tubo T4, per il tubo T1, mentre è ad azione immediata per il tubo T3. Ciò è fatto per avere la massima amplificazione quando la tensione portante incidente è scarsa. Così facendo, si ottiene di migliorare il rapporto segnale/rumore che si ha all'uscita del convertitore di frequenza e che equivale praticamente al rapporto ottenuto all'uscita del rivelatore; si tratta pertanto di un accorgimento destinato ad accrescere realmente la sensibilità del ricevitore, cioè la minima ampiezza portante capace di fornire un segnale percettibile. Un ritardo del genere non conviene invece per l'amplificatore della frequenza intermedia che se è fatto funzionare in modo da dare la massima amplificazione anche quando la tensione eccitatrice è relativamente importante, dà luogo molto facilmente a sfasamenti, quindi a distorsioni, nonchè anche a rumorosità poco conveniente.

Per quanto riguarda la suddivisione degli stadi, si osserva che essa è determinata dai tubi disponibili. La tensione a frequenza locale è creata dal pentodo 78 (T2) con la disposizione dell'e.c.o. L'eptodo 6L7 (T1) provvede al cambiamento della frequenza portante ricevuta. La pendenza di conversione è di 375 micro-A/V quando l'ampiezza della tensione locale applicata alla terza griglia è di 12 V (ciò vale però per Va = 250 V, Vg2 = 100 V, Vgl = —3 V). L'eptodo 6L7 è seguito dal pentodo amplificatore 6K7 (T3) che è accoppiato ai diodi del bidiodo-triodo 6Q7 (T4). Seguono quindi il triodo del tubo 6Q7 per l'amplificazione di tensione ed il tetrodo 6V6 (T5) per l'amplificazione di potenza.

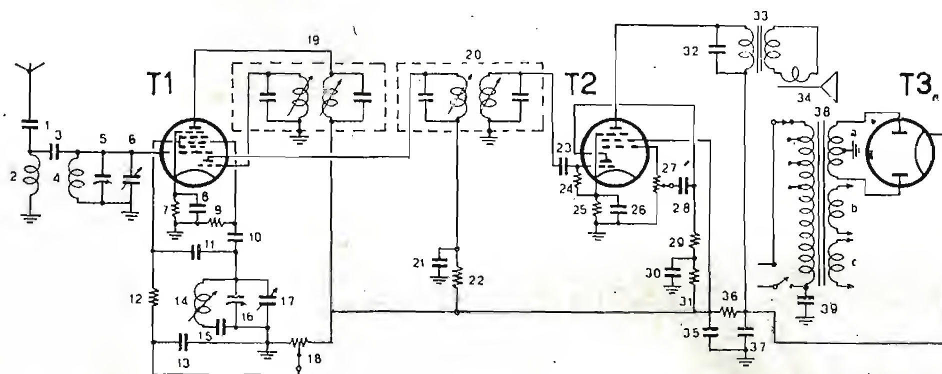


Fig. 9

T1 - 6L7; **T2** - 78; **T3** - 6K7; **T4** - 6Q7; **T5** - 6V6; **T6** - 5Y3.

1 - 1000 pF; **2, 4, 6, 8, 11, 22, 24, 25** - 50.000 pF; **3** - 0,5 MΩ, 1/4 W; **5** - 25 KΩ, 1/2 W; **7** - 270 Ω, 1/2 W; **9** - 50 KΩ, 1/4 W; **10, 27** - trasformatori per la frequenza intermedia di 467 kc/s; **12** - 5 KΩ, 1/2 W; **13** - padding; **14** - 50 pF; **15** - 50 KΩ, 1/4 W; **16** - 0,1 pF; **17** - 50 KΩ, 1/2 W; **18** - 0,1 MΩ, 1/2 W; **19** - 20.000 pF; **20** - trasformatore di alimentazione: **a:** 275 + 275 V, 80 mA; **b:** 5 V, 2 A; **c:** 6,3 V, 3 A; **21** - 5000 pF; **23** - 300 Ω, 1/2 W; **26** - 0,1 MΩ, 1/2 W; **28** - 2,5 MΩ, 1/4 W; **29** - 0,5 MΩ, 1/4 W; **30, 32** - 100 pF; **31** - 0,1 MΩ, 1/4 W; **33** - 5000 pF; **34** - 1 MΩ (volume); **35** - 4 KΩ, 1/2 W; **36** - μF, 30 V; **37, 38** - 1 MΩ, 1/4 W; **39** - 25 pF; **40** - 0,25 MΩ, 1/2 W; **41** - 20.000 pF; **42** - 0,5 MΩ (tono); **43** - 1000 pF; **44** - 250 ohm, 1 W; **45** - 25 μF, 30 V; **46** - 5000 pF; **47** - impedenza primaria 4,5 KΩ; **48, 50** - 32 μF, 450 V; **49** - 2,5 KΩ, 2 W.

CONSULENZA DI P. S.

(Continua da pag. 1295)

costituita da filo di 15/10 avvolta in aria su di un diametro di 45 mm. Il numero di spire, che dovrà essere provato sperimentalmente, è presso a poco il seguente: 30 spire per la gamma 3,5 Mc/s, 15 spire per la gamma 7 Mc/s, 8 spire per la gamma 14 Mc/s, 4 spire per la gamma 28 Mc/s. Le spire non utilizzate debbono essere corto circuitate a mezzo di un commutatore.

218. Applicazione di antenne per FM e per TV.

Sig. Solari G., La Spezia.

L'apparecchio del quale riportiamo lo schema in fig. 1/217 permette di far funzionare contemporaneamente due apparecchi riceventi di TV con la stessa antenna senza che abbiano a verificarsi interferenze e con un notevole rafforzamento di segnale in arrivo. Il circuito è costituito da una triodo 12X7 scelto in relazione al suo elevato coefficiente di amplificazione ed al valore dell'impedenza di carico. La griglia di entrata è collegata a mezzo di un condensatore da 0.05 micro-F, alla linea di antenna che può essere del tipo simmetrico o asimmetrico. La griglia della seconda sezione preleva il segnale dal catodo dalla prima sezione a mezzo di una resistenza di 47 ohm. L'uscita è prevista per due ricevitori aventi una impedenza di entrata di 72 ohm. Nel caso uno dei due ricevitori abbia una impedenza di entrata di 300 ohm è necessario inserire fra la massa ed il punto A una resistenza di 150 ohm. La sorgente di alimentazione è isolata dalla linea a corrente alternata a mezzo di due trasformatori per filamenti collegati in opposizione.

A. L. I.

AZIENDA LICENZE INDUSTRIALI
FABBRICA APPARECCHI RADIOTELEVISIVI

ANSALDO LORENZ INVICTUS

VIA LECCO, 16 - **MILANO** - TELEF. 22.18.16

ANTENNE PER TELEVISIONE ED F.M.

Dipolo interno
L. 1000

ATV Milano, Roma, Portofino con staffe e tubo da mt. 2,5
L. 3500

ATV Torino con staffe e tubo da mt. 3 L. 5300

ATV Montepenice con staffe e tubo da mt. 3 L. 6500

ATV Monte Venda e Serra con staffe e tubo da mt. 2,5
L. 4700

Altre Antenne normali - doppie e speciali a richiesta.



Plattina politene 300 ohm, Lire 30 al metro

Cavo coassiale 150 - 300 ohm, Lire 250 al metro

PREZZI NETTI PER RIVENDITORI



TESTER PORTATILI
TESTER PROVAVALVOLE



Sens. 1.000 ohm/V - L. 8.000
Sens. 5.000 ohm/V - L. 9.500
Sens. 10.000 ohm/V - L. 12.000
Sens. 20.000 ohm/V - L 17.000

4.000/10.000 ohm/V . . . L. 26.000
Nuovo tipo con NOVAL 10.000 ohm/V L. 30.000

Misuratore di campo tipo 105-S . . L. 72.000

Ultima novità - VOLTMETRO ELETTRONICO TV
ultimo modello - 1 anno di garanzia - L. 40.000

TELEVISORE "ANSALDO LORENZ"

TV - AL - 5317 - 17"
L. 220.000 + T.R.

TV - AL - 5321 - 21"
L. 250.000 + T.R.

TV - AL - 5324 - 24"
L. 320.000 + T.R.



Sconti ai rivenditori
Richiedete i listini aggiornati

Chiedere il nuovo listino

SUVAL

PRIMARIA FABBRICA EUROPEA DI SUPPORTI PER VALVOLE RADIOFONICHE

di G. Gamba



- Supporti per valvole Rimlock
- Supporti per valvole Noval
- Supporti per valvole Miniature
- Supporti per valvole Octal
- Supporti Duodecal per tubi televisivi
- Supporti Americani
- Supporti Europei
- Schermi per valvole
- Cambio tensione ed altri accessori

Esportazione in Europa e America

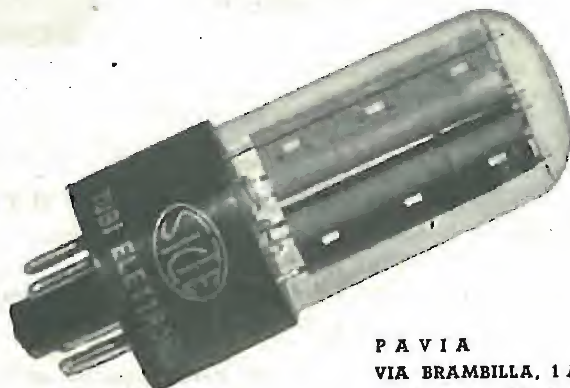
Sede: **MILANO - VIA G. DEZZA N. 47**
Telefono N. 487.727

Stabilim.: **MILANO - VIA G. DEZZA N. 47**
BREMBILLA (BERGAMO)



TUBI ELETTRONICI

SOCIETÀ
ITALIANA
COSTRUZIONI
TERMO ELETTRICHE
s. r. l.



PAVIA
VIA BRAMBILLA, 1 A
CASELLA POSTALE 144